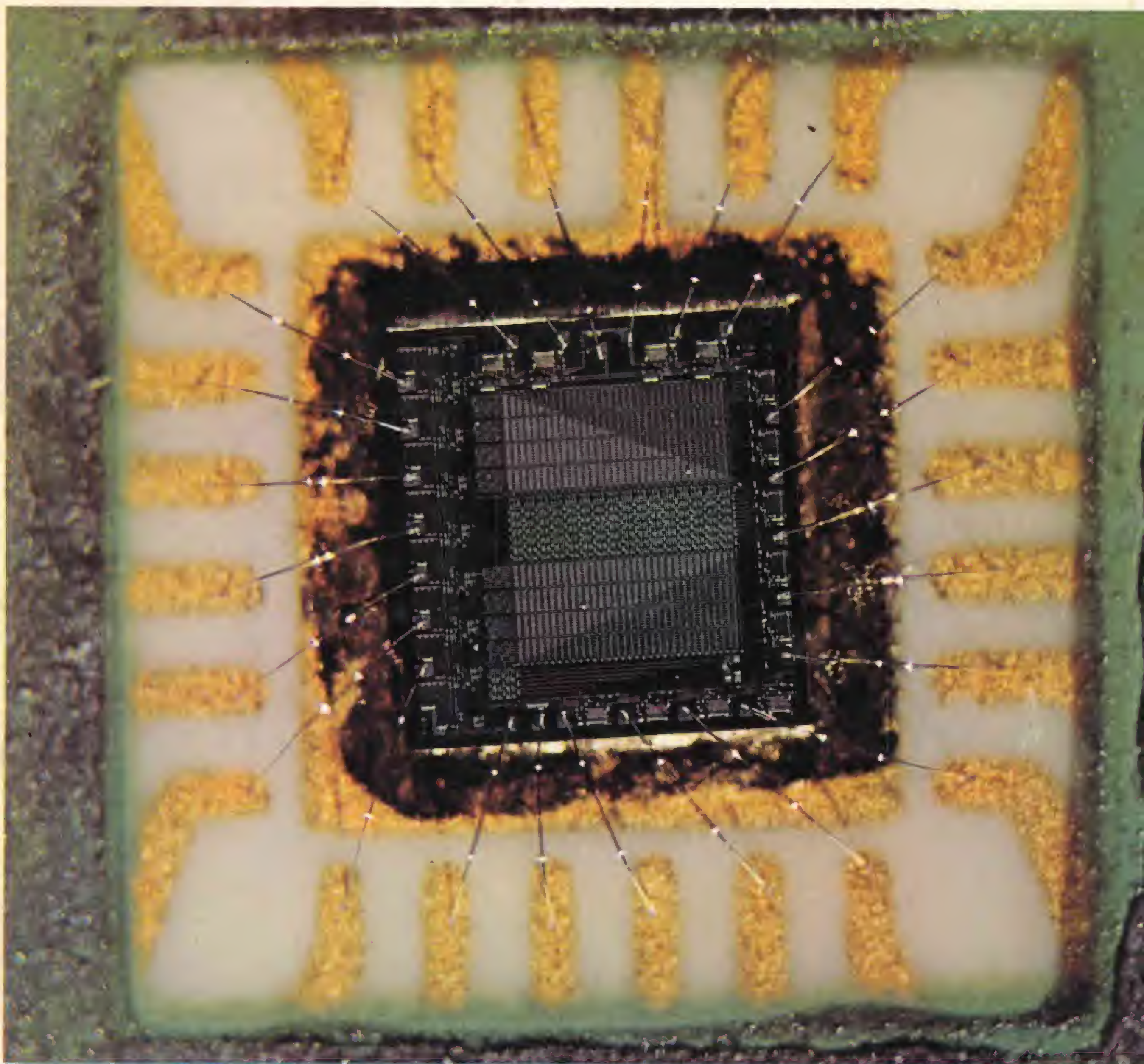
Sperimentare

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

3

RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA E ALTA FEDELTÀ A CARATTERE PRATICO DIVULGATIVO **L. 800**



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 - Marzo 1974

ARGENTINA	Pesos 31	DANIMARCA	Kr. D. 11,50	INGHILTERRA	Ster. 1	NORVEGIA	Kor. N. 11,40	SVEZIA	Kr. S. 9
AUSTRALIA	$ 1,50	EGITTO	Lira 1,30	ISRAELE	Lira 8,20	OLANDA	F. Ol. 5,20	SVIZZERA	Fr. S. 6,50
AUSTRIA	Sc. 37	ETIOPIA	$ 4	JUGOSLAVIA	Din. 31	PERU'	Soles 103	TURCHIA	Lira 30
BELGIO	Fr. Bg. 74	FRANCIA	Fr. Fr. 8,80	LIBANO	Lira 5,10	POLONIA	Zloty 160	RUSSIA	Rublo 7,50
BRASILE	Crs. 13	GERMANIA O.	M. 5	LIBIA	Din. 0,70	PORTOGALLO	Esc. P. 50	URUGUAY	Peso 2100
CANADA	$ Can. 2,10	GIAPPONE	Yen 535	LUSSEMBURGO	Fr. 74	SPAGNA	Pesetas 115	U.S.A.	$ 2,10
CILE	Esc. 3.000	GRECIA	Dracme 60	MALTA	Sterlina 0,70	SUD AFRICA	Rand 1,70	VENEZUELA	Bolivar 9



Supertester 680 R / ATTENZIONE !! R come Record

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE !!

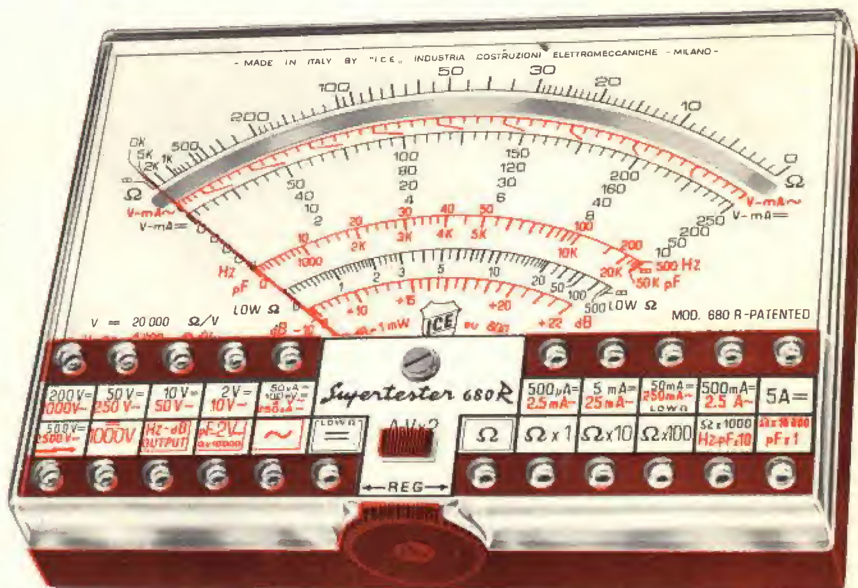
4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni !!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE !



Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro ! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura ! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura !
Record di robustezza, compattezza e leggerezza ! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari ! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate !



10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V a 2500 V massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione . Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (ß) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.**
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P. = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. Completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp*
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.



PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C



SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

questa è SONY®

Poche marche sono conosciute in tutto il mondo come sinonimi di qualità superiore: fra queste la Sony. La famosa casa giapponese è soddisfatta di ciò e i possessori di apparecchi SONY ne sono fieri. Sanno di avere apparecchi inimitabili e la stampa tecnica mondiale lo conferma. Un esempio è la combinazione stereo Hi-Fi SONY qui illustrata: questa ed altre numerose combinazioni Hi-Fi SONY potrete ammirare e giudicare presso i più qualificati rivenditori. Non perdete l'occasione, potreste perdere un SONY...!!!



COMBINAZIONE STEREO HI-FI mod. 1130 composta da:

1 Amplificatore stereo Mod. TA-1130 con potenza d'uscita 50 + 50 W

1 Sintonizzatore stereo Mod. ST-5130 con sensibilità 1,5 μV

1 Giradischi stereo Mod. PS-2250 completo di cartuccia magnetica

2 Diffusori acustici Mod. SS-7300 a due vie con tre altoparlanti

RICHIEDETE PRODOTTI SONY AI RIVENDITORI PIU' QUALIFICATI

Richiedete cataloghi a: FURMAN S.p.A. - Via FERRI 6 - 20092 CINISELLO B.

SONY®

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI
Sped. in abb. post. Gr. III/70 Editore: J.C.E. Marzo 1974

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

telecomando per apriporta

Questo telecomando è formato da due kit:
il sensibile ricevitore supereterodina UK 947
e il trasmettitore UK 942.
L'impiego consiste nel comandare a distanza l'apertura di porte o altri dispositivi.
Il gruppo trasmettitore-ricevitore forma un complesso ad alta affidabilità con ottime caratteristiche quali:
la stabilità di frequenza, l'immunità ai disturbi di qualsiasi genere ed un raggio di azione che può arrivare fino 40 e 120 metri.



UK 942



UK 947

CARATTERISTICHE TECNICHE

UK 947
Alimentazione: 115 ÷ 250 Vc.a.
Consumo max: 26 mA
Dimensioni: 170 x 95 x 50
Peso: 650 g

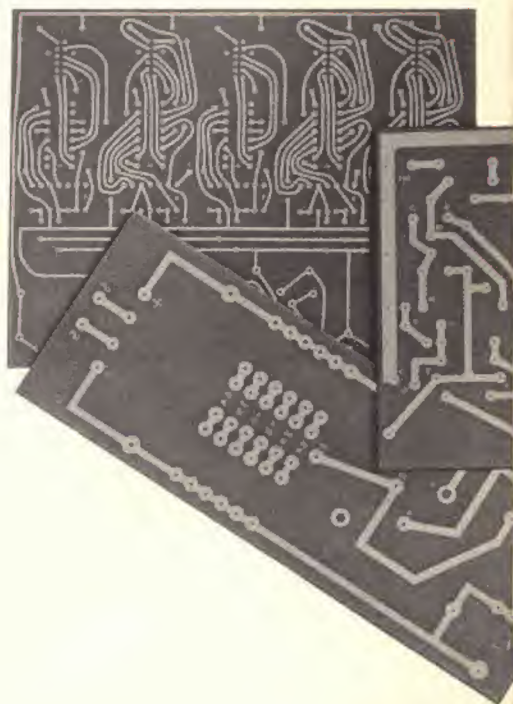
UK 942
Alimentazione: 9 Vc.c.
Consumo max: 15 mA
Dimensioni: 94 x 58 x 34
Peso: 150 g



OFFERTA SPECIALE

PER I NOSTRI LETTORI

- **CIRCUITO STAMPATO DELL'AMPLIFICATORE B.F. da 1,2 W**
  (descritto sul n° 11-1973 di Sperimentare) **L. 1.000***
- **CIRCUITO STAMPATO DELL'ALIMENTATORE STABILIZZATO 3 - 4,5 - 6 - 7,5 - 9 - 12 Vc.c.; 1 A**
  (descritto sul n° 12-1973 di Sperimentare). **L. 1.000***
- **CIRCUITO STAMPATO DEL CRONOMETRO DIGITALE A 5 CIFRE**
  (descritto sul n° 1-1974 di Sperimentare) **L. 1.500***
- **TUTTI E 3 I CIRCUITI STAMPATI + istruzioni di montaggio** **L. 3.000***
- **INDICE GENERALE ED ANALITICO DELLE ANNATE 1971 - 1972 - 1973 di Sperimentare** **L. 1.000***
- **TUTTI E 3 I CIRCUITI STAMPATI + istruzioni di montaggio + INDICE GENERALE ED ANALITICO DELLE ANNATE 1971 - 1972 - 1973 di Sperimentare** **L. 3.500***

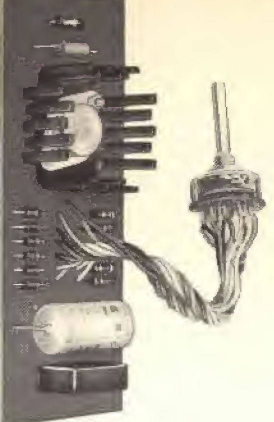


*** I PREZZI COMPRENDONO ANCHE LE SPESE DI SPEDIZIONE**

SE SIETE INTERESSATI A QUESTA OFFERTA SPECIALE UTILIZZATE IL BOLLETTINO DI C. C. POSTALE A FIANCO RIPORTATO INDICANDO SUL RETRO DELLO STESSO CIO' CHE DESIDERATE RICEVERE.



Amplificatore BF da 1,2 W



Alimentatore stabilizzato
3 - 4,5 - 6 - 7,5 - 9 - 12 Vc.c.; 1 A



Cronometro digitale a cinque cifre



Indicare a tergo la causale del versamento

Servizio dei Conti Correnti Postali

Certificato di allibramento

Versamento di L. ____________ (in cifre)

eseguito da ....

residente in ....

via ....

sul c/c N. **3/56420** *intestato a:*

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1) .... 19 ......

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Bollo a data

N. ....
del bollettario ch 9

SERVIZIO DEI CONTI CORRENTI POSTALI

Bollettino *per un versamento di L.* ____________ (in cifre)

Lire ____________ (in lettere)

eseguito da ....

residente in ....

via ....

sul c/c N. **3/56420** *intestato a:*

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

nell'Ufficio dei conti correnti di MILANO

Firma del versante

Addì (1) .... 19 ......

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L. ....

Cartellino del bollettario

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

(1) La data deve essere quella del giorno in cui si effettua il versamento

Servizio dei Conti Correnti Postali

Ricevuta *di un versamento*

di L. * ____________ (in cifre)

Lire * ____________ (in lettere)

eseguito da ....

sul c/c N. **3/56420** *intestato a:*

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1) .... 19 ......

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L. ....

numerato di accettazione

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

(*) Sbarrare a penna gli spazi rimasti disponibili prima e dopo l'indicazione dell'importo.

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato e numerato.

NOME ....

COGNOME ....

VIA ....

CITTA' ....

CAP ....

DESIDERO RICEVERE

☐ C.S. AMPLIFICATORE	L. 1.000
☐ C.S. ALIMENTATORE	L. 1.000
☐ C.S. CRONOMETRO	L. 1.500
☐ TUTTI E 3 I C.S. + ISTRUZIONI DI MONTAGGIO	L. 3.000
☐ INDICE 1971-1972-1973	L. 1.000
☐ TUTTI E 3 I C.S. + ISTRUZIONI DI MONTAGGIO + INDICE 1971-1972-1973	L. 3.500

Parte riservata all'Uff. dei conti corr

IL VERIFICATORE

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un C/C postale.

Per eseguire il versamento il *versante deve compilare in tutte le sue parti*, a macchina o a mano, purchè *con inchiostro*, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa).

Per l'esatta indicazione del numero di C/C si consulti l'Elenco generale dei correntisti a disposizione del pubblico in ogni ufficio postale.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

A tergo dei certificati di allibramento, i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'ufficio conti correnti rispettivo.

Autorizzazione Ufficio c/c Postali di Milano n. **21817** *del* **19-10-1965**

La ricevuta del versamento in c/c postale in tutti i casi in cui tale sistema di pagamento è ammesso, ha valore liberatorio per la somma pagata, con effetto dalla data in cui il versamento è stato eseguito.

Fatevi Correntisti Postali!

Potrete così usare per i Vostri pagamenti e per le Vostre riscossioni il

POSTAGIRO

esente da qualsiasi tassa, evitando perdite di tempo agli sportelli degli uffici postali

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Editore: **J.C.E.**

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason - Domenico Serafini
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli - Alligatore Alberto
Franco Simonini - Gloriano Rossi
Mauro Ceri - Arturo Recla
Gianfranco Liuzzi

Rivista mensile di tecnica elettronica e alta fedeltà a carattere pratico divulgativo

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239
del 17-11-73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

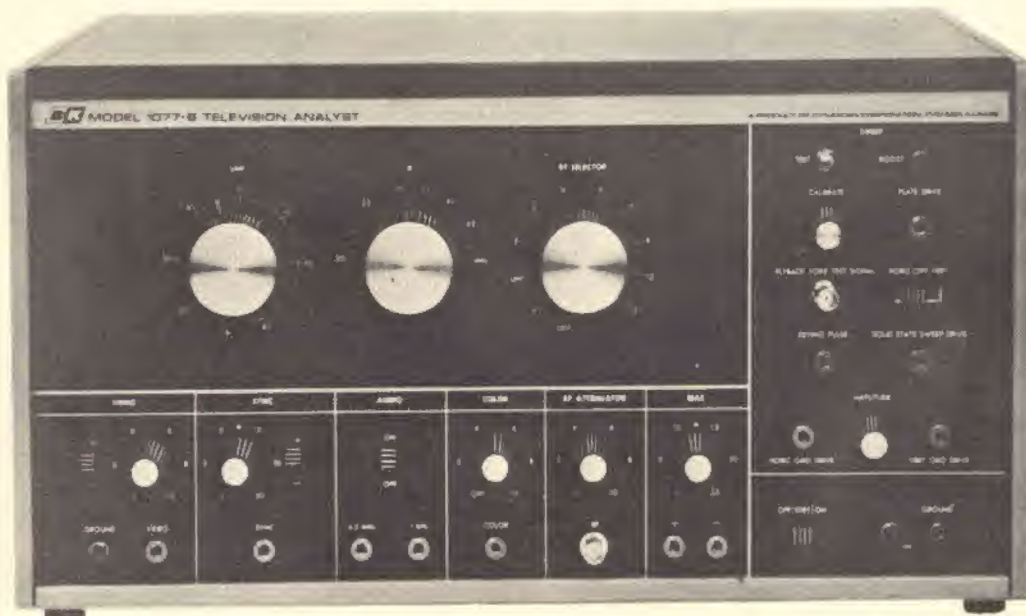
Prezzo della rivista L. 800
Numero arretrato L. 1.600
Abbonamento annuo L. 8.000
Per l'Estero L. 10.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

The All-New B&K Television Analyst Model 1077-PAL

Cuts troubleshooting time in half.



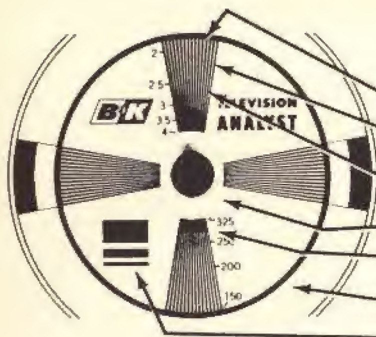
• Drives solid-state sweeps • All UHF channels • 8 VHF channels
• 20 to 45 MHz IF • Audio, video, sync outputs

Il più versatile strumento per servizio TV mai ideato!

Utilizzabile per TV (a colori o bianco e nero) con standard U.S. o Europeo.

Controlla ogni stadio dall'antenna alla griglia del CRT.
Con il B&K 1077-PAL potrete generare ogni segnale a vostra scelta e controllare i risultati sul tubo catodico.

Receiver Test Patterns

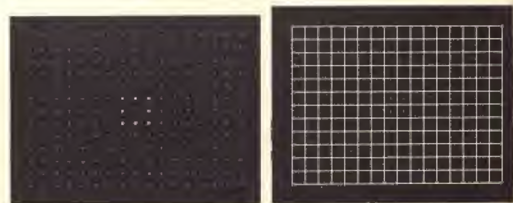


This Standard Test Pattern or other signal of your choosing may be injected at the indicated test points.

Typical problems that can be repaired using the 1077B:

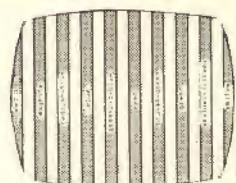
- To set proper size, set top and bottom of circle to top and bottom edges of receiver screen.
- Determine frequency response at point where lines of wedge merge. Bandwidth shown in megahertz.
- Ringing or overshoot is indicated by white trailing edges.
- Center of pattern should be adjusted to be at physical center of receiver screen.
- Determine resolution at point where lines of wedge merge. Resolution is shown in number of lines.
- Adjust receiver for perfect circle set linearity height and width.
- Low frequency phase shift is evidenced by black trailing smear.

Scope Diagram



White Dot

Crosshatch



Color Bar

Write for complete details and prices.

Empire Exporters Inc. 270-278 Newtown Road Plainview, N.Y. 11803 Cable Address: Empexinc, N.Y.

OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA MOD. O 372

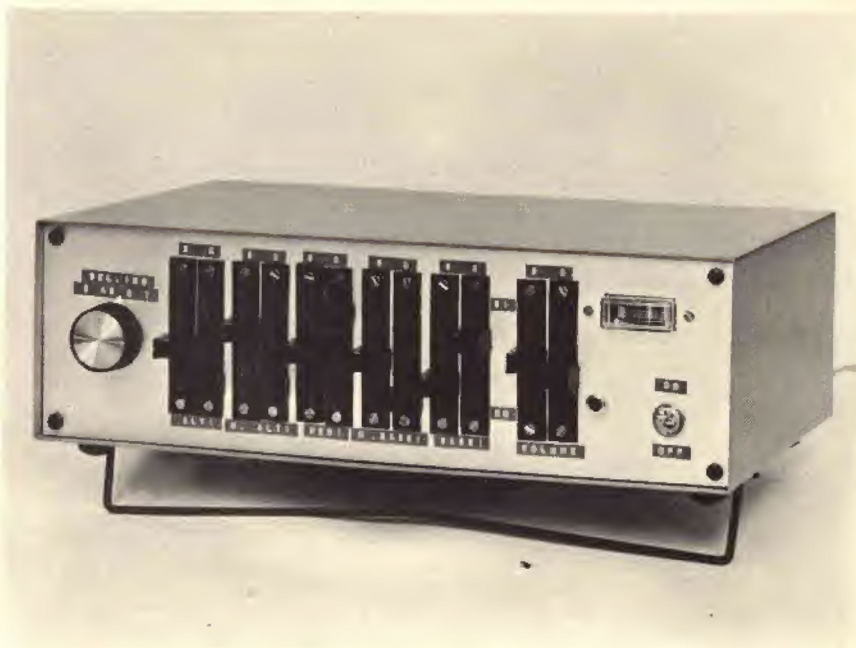
Interamente allo stato solido al silicio (65 semiconduttori + 1 circuito integrato) con tutte le alimentazioni stabilizzate elettronicamente.
Dotato di grande sensibilità Y con deflessione di 10 cm e larga banda, trigger molto stabile e sensibile, asse tempi con 20 portate tarate, tubo da 5" a schermo piatto protetto da completo schermo in mumetal.

Banda passante	dalla DC a 10 MHz entro 3 dB
Sensibilità	da 2 mVpp/cm a 10 Vpp/cm
Tempo di salita	circa 35 nSec
Calibratore Y	scalino a frequenza variabile
Amplif. orizzontale	dalla DC a 1 MHz
Asse tempi	da 0,5 μS/cm a 50 mS/cm in 20 portate
Sincronismo	trigger automatico o convenzionale e TV
Asse Z	soppressione con −20 Vp

lombardi studio - foto supino



TECNICA ELETTRONICA SYSTEM
20121 Milano - Via Moscova 40/7 - tel. 667.326/650.884



di Giuseppe CONTARDI

PREAMPLIFICATORE CORRETTORE DI TONI STEREOFONICO

L'apparecchio qui descritto è composto da un preamplificatore a circuito integrato e da un particolare tipo di correttore di toni che ha il pregio di agire su bande di frequenza ben determinate: infatti si hanno non due controlli di toni ma ben cinque, che agiscono rispettivamente sui bassi, medio-bassi, alti, medio-alti. Quindi, con questo apparecchio, è possibile per esempio esaltare su un canale dello stereo i tamburi, annullandolo sull'altro, nel quale si possono esaltare le trombe e annullare i suoni bassi.

Abbiamo provato questo apparecchio anche per gli effetti speciali nella sonorizzazione delle pellicole dei film a passo ridotto, ottenendo ottimi risultati.

A completamento dell'apparecchio abbiamo inserito un controllo di bilanciamento, un alimentatore stabilizzato a basso ronzio e un attenuatore d'ingresso che adatta l'impedenza d'ingresso dell'integrato rispettivamente: ai microfoni piezo-elettrici e magnetici, ai registratori e alle cartucce piezo e magnetiche.

Iniziamo la descrizione dell'apparecchio spiegando il cuore del circuito, ovvero il preamplificatore con il correttore di tono (fig. 1). Per semplificare al massimo il preamplificatore abbiamo usato un integrato RCA CA3052 (fig. 2); detto integrato è stato appositamente studiato dall'RCA per l'impiego in preamplificatori stereofonici. Il suo pregio è che all'interno contiene un numero molto grande di transistori, ben 24, 12 per canale con tutte le resistenze necessarie alla polarizzazione; con l'ausilio di questo circuito integrato si riesce quindi a fare un ottimo preamplificatore di dimensioni ridotte.

A completamento dell'integrato, all'esterno di esso, si trovano per ogni canale due reti di contro-rea-

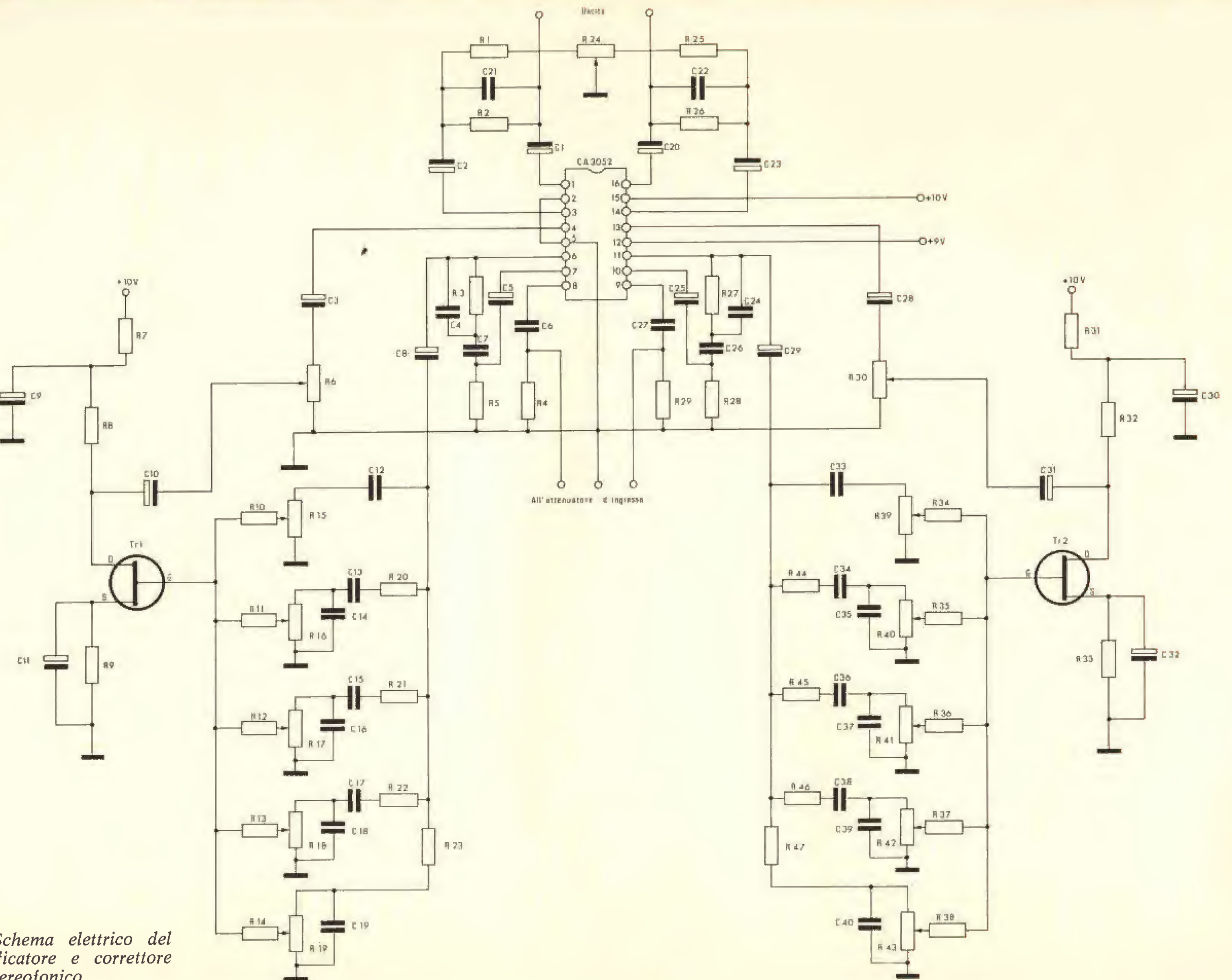


Fig. 1 Schema elettrico del preamplificatore e correttore di toni stereofonico.

zione che servono a ridurre la distorsione complessiva del segnale; infatti, da questo tipo di integrato, è possibile ottenere in uscita un segnale indistorto di 2 V.

Contrariamente a quanto consiglia la casa costruttrice abbiamo preferito alimentare le prime sezioni preamplificatrici (piedino 12) con una tensione leggermente inferiore a quella che alimenta le seconde sezioni, avendo notato un miglioramento del funzionamento.

A fornire questa tensione provvede uno zener di 9,1 V; precisiamo tuttavia che si può ottenere la stessa tensione calcolando opportunamente, con la legge di Ohm, la resistenza da 270 Ω presente sull' alimentazione ed eliminando il diodo zener.

Ciò per quanto riguarda il preamplificatore vero e proprio; il correttore di toni è la parte più complessa di tutto il circuito.

E' essenzialmente composto da cinque diversi filtri; il filtro degli alti è un passa-alto, quello dei bassi

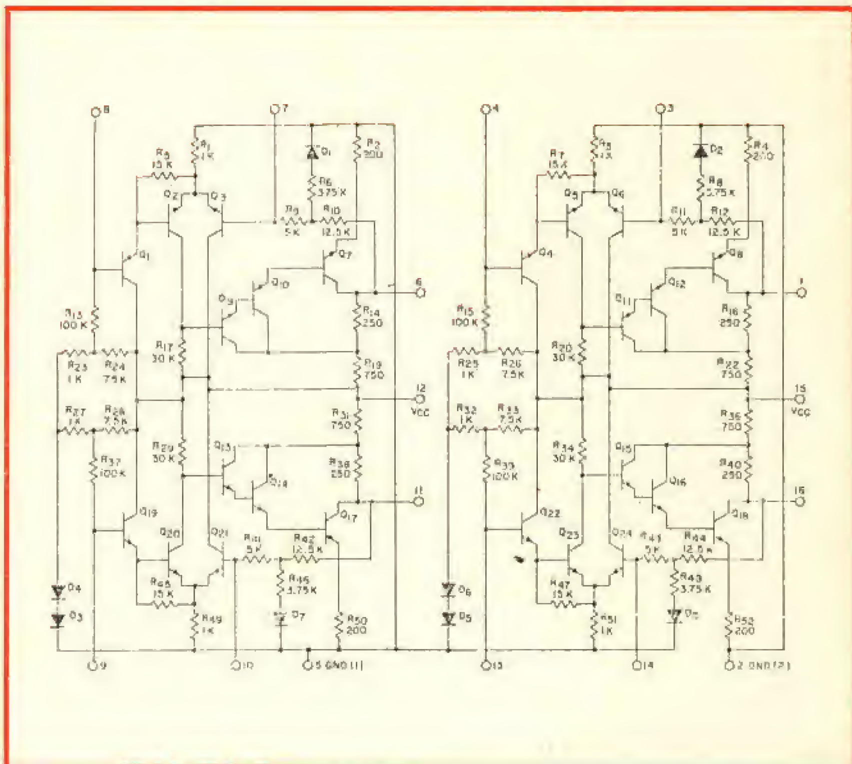


Fig. 2 - Schema elettrico del circuito integrato CA 3052.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 1

C1 -C20	: condensatori al tantalio da 4,7 μF	R9	: resistore da 5,6 kΩ
C2 -C23	: condensatori el. da 250 μF	R10	: resistore da 22 kΩ
C3 -C28	: come C1	R11	: come R10
C4 -C24	: condensatori da 33 nF	R12	: come R10
C5 -C25	: condensatori el. da 200 μF	R13	: come R10
C6 -C27	: condensatori da 470 nF	R14	: come R10
C7 -C26	: condensatori da 12 nF	R15	: potenziometro lin. 20 kΩ
C8 -C29	: come C1	R16	: come R15
C9 -C30	: condensatori el. da 125 μF	R17	: come R15
C10-C31	: condensatori al tantalio da 4,7 μF	R18	: come R15
C11-C32	: come C9	R19	: come R15
C12-C33	: condensatori da 10 nF	R20	: resistore da 5,6 kΩ
C13-C34	: condensatori da 18 nF	R21	: come R20
C14-C35	: condensatori da 330 pF	R22	: come R20
C15-C36	: condensatori da 68 nF	R23	: come R20
C16-C37	: condensatori da 15 nF	R24	: trimmer da 100 Ω
C17-C38	: condensatori da 330 nF	R25	: resistore da 22 Ω
C18-C39	: condensatori da 47 nF	R26	: resistore da 1,5 kΩ
C19-C40	: condensatori da 220 nF	R27	: resistore da 1,8 kΩ
TR1-TR2	: transistori FET 2N3819 Texas	R28	: resistore da 47 Ω
1	: integrato CA 3052 RCA	R29	: resistore da 100 kΩ
R1	: resistore da 22 Ω	R30	: potenziometro log. da 20 kΩ
R2	: resistore da 1,5 kΩ	R31	: resistore da 220 Ω
R3	: resistore da 1,8 kΩ	R32	: resistore da 6,8 kΩ
R4	: resistore da 100 kΩ	R33	: resistore da 5,6 kΩ
R5	: resistore da 47 Ω	R34-R38	: resistori da 22 kΩ
R6	: potenziometro log. da 20 kΩ	R39-R43	: potenziometri lin. da 20 kΩ
R7	: resistore da 220 Ω	R44-R47	: resistori da 5,6 kΩ
R8	: resistore da 6,8 kΩ	Tutti i resistori sono da 0,33 W tolleranza 5%.	

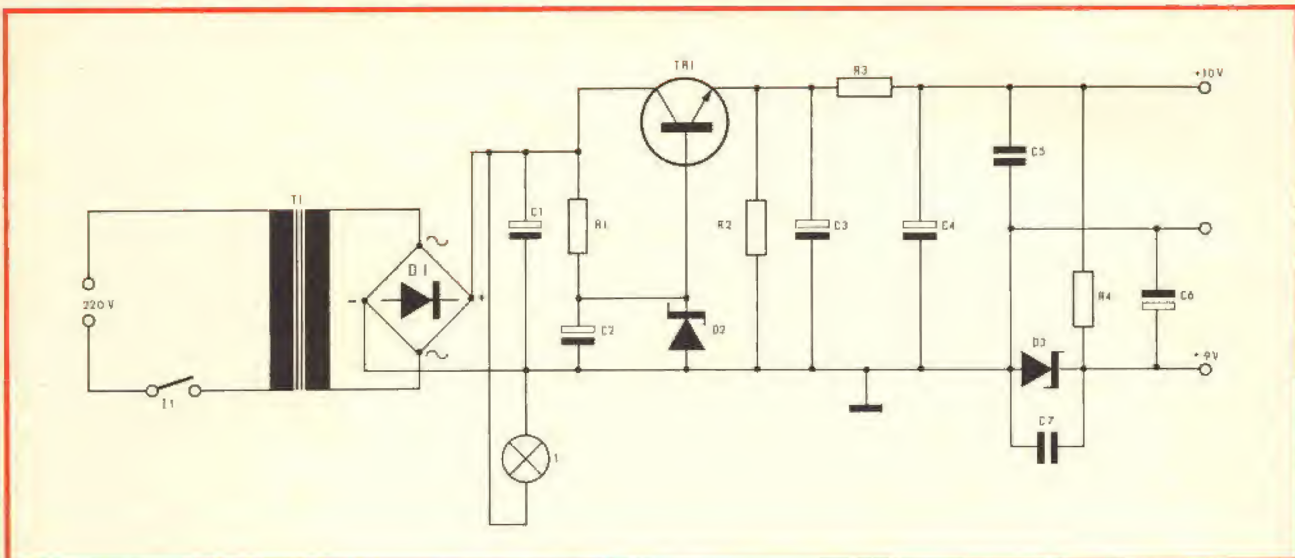


Fig. 3 - Schema elettrico dell'alimentatore.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 3

R1	: resistore da 820 Ω - 1 W	C5	: condensatore da 0,01 μF
R2	: resistore da 1 kΩ - 0,50 W	C6	: condensatore elettrolitico da 1000 μF - 16 Vl
R3	: resistore da 100 Ω - 0,50 W	C7	: condensatore da 0,01 μF
R4	: resistore da 270 Ω - 0,50 W	D1	: ponte di diodi W01
C1	: condensatore elettrolitico da 1000 μF - 16 Vl	D2	: diodo zener 1ZSA11
C2	: condensatore elettrolitico da 100 μF - 16 Vl	D3	: diodo zener 1N757
		TR1	: transistore BC119
C3	: condensatore elettrolitico da 470 μF - 16 Vl	T1	: trasformatore di alimentazione tipo HT/3630-00
C4	: condensatore elettrolitico da 1000 μF - 16 Vl	L	: lampadina spia
		I1	: interruttore

è naturalmente un passa-basso, mentre tutti gli altri sono dei passa-banda. Quindi, ognuno di questi filtri, agisce in un segmento di frequenza ben determinato. Il funzionamento del correttore è in sostanza semplicissimo; immaginate due segnali, uno da 50 Hz e uno da 10 kHz; il segnale a 50 periodi non potrà passare attraverso il condensatore da 10 nF in quanto presenta a questa frequenza una resistenza reattiva molto elevata, resistenza che possiamo calcolare con la formula:

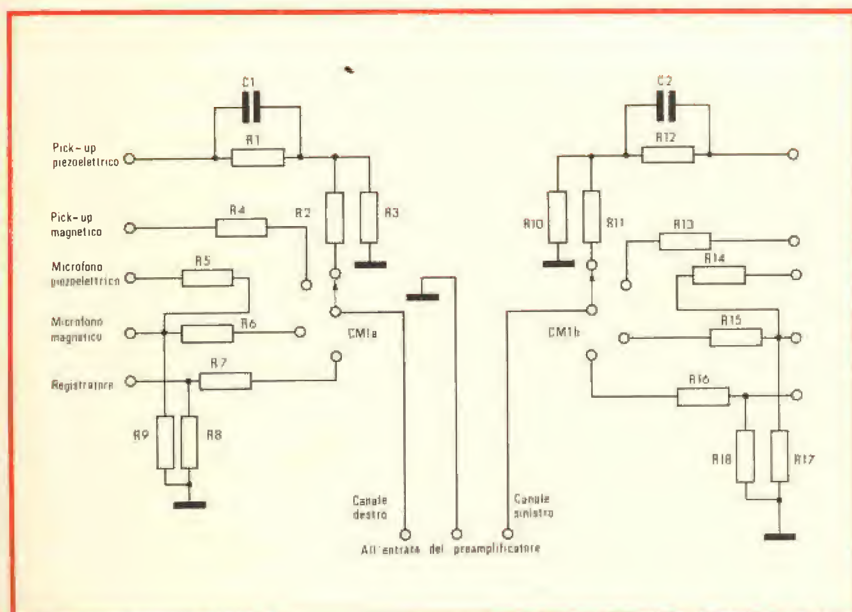


Fig. 4 - Schema elettrico dell'attenuatore d'ingresso.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 4

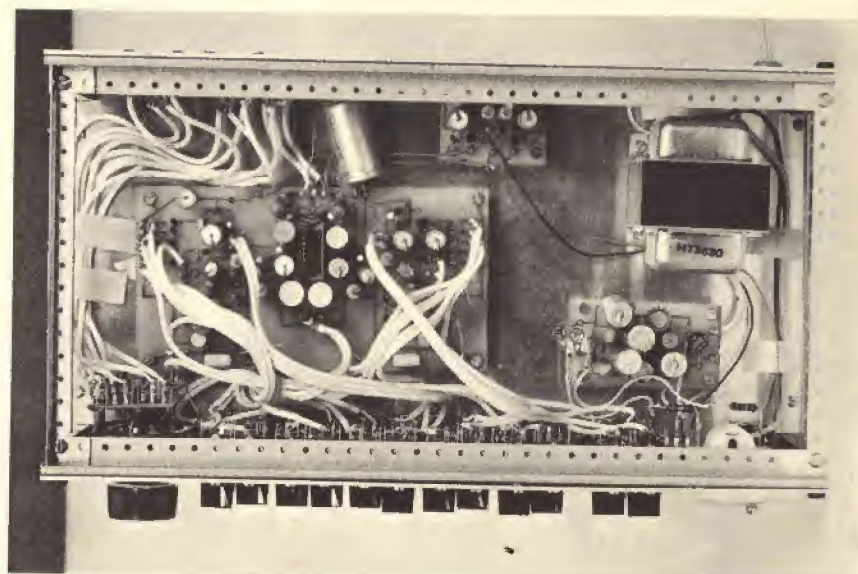
C1-C2	: condensatori da 0,01 μF
R1	: resistore da 47 kΩ - 0,33 W
R2	: resistore da 390 Ω - 0,33 W
R3-R10	: resistori da 8,2 kΩ - 0,33 W
R4-R6	: come R2
R5	: resistore da 100 kΩ - 0,33 W
R7	: resistore da 1,2 kΩ - 0,33 W
R8	: resistore da 560 kΩ - 0,33 W
R9	: resistore da 12 kΩ - 0,33 W
R11-R13-R15	: come R2
R12	: come R1
R14	: come R5
R16	: come R7
R17	: come R9
R18	: come R8
CM1	: commutatore 2 vie 4 posizioni

$$xc = \frac{1}{2\ \pi\ \sqrt{fc}}$$ in cui xc = = reattanza capacitiva in Ohm, p-greco = 3,14 f = frequenza, c = capacità del condensatore espressa in farad.

Nel nostro caso la resistenza reattiva è molto elevata, quindi in queste condizioni il segnale a 50 Hz non passa; passerà invece il segnale a 10.000 Hz in quanto per detto segnale il condensatore agisce come se fosse una resistenza di basso valore; ciò per quello che riguarda il filtro degli acuti.

In quello dei bassi accade che il segnale a 10.000 Hz viene fugato verso massa dal condensatore da 220 nF; al contrario passa il segnale a 50 periodi in quanto detto condensatore non presenta una resistenza reattiva sufficiente per fugarlo verso massa. Quindi, mediante l'impiego di questi due filtri, abbiamo ottenuto una prima divisione di frequenza. Gli altri filtri sono dei passa-banda che lasciano passare le frequenze comprese dai medio-alti ai medio-bassi, frequenze che sono specificate nelle caratteristiche tecniche dell'apparecchio riportate in tabella 1.

Dopo i filtri e i vari potenziometri di regolazione troviamo uno stadio mescolatore composto da cinque resistori da 22 kΩ e da un fet, che serve ad adattare l'impedenza di uscita del mixer all'ingresso del secondo stadio del preamplificatore.



Vista interna del preamplificatore e correttore di toni a realizzazione ultimata.

La tensione di questo circuito è prelevata direttamente dall'uscita + 10 V e viene ulteriormente livellata da un condensatore elettrolitico da 125 μF e da una resistenza da 220 Ω. Al fine di ottenere una buona separazione fra i canali abbiamo provveduto a dividere le alimentazioni di questi stadi usando in ogni canale la sua resistenza di disaccoppiamento e il suo condensatore elettrolitico; tutta questa descrizione è stata fatta per un solo canale, ma vale esattamente anche per l'altro.

Con ciò la descrizione della parte fondamentale è terminata; passiamo a descrivere i vari circuiti complementari che completano e perfezionano l'apparecchio; essi sono tre, più precisamente: l'alimentatore, il bilanciatore stereo, e l'attenuatore d'ingresso.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 5

R1	: resistore da 2,2 kΩ - 0,33 W
R2	: come R1
R3	: trimmer da 220 Ω
C1	: condensatore elettrolitico da 125 μF - 16 Vl
C2	: come C1
C3	: condensatore elettrolitico da 33 μF - 16 Vl
C4	: come C3
D1	: diodo al germanio OA90
D2	: come D1
D3	: come D1
D4	: come D1
TR1	: transistore FET 2N3819
TR2	: come TR1
M	: microamperometro

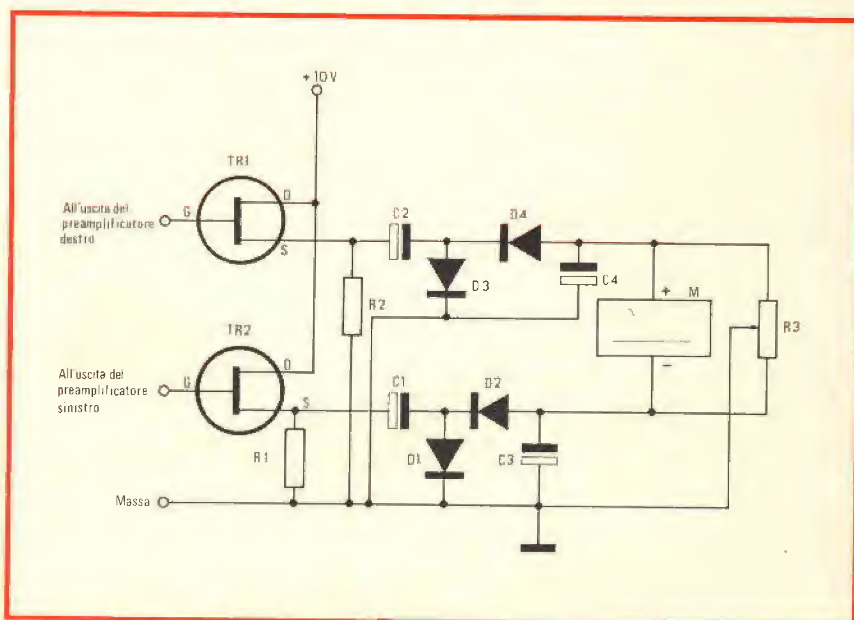


Fig. 5 - Schema elettrico del bilanciatore stereofonico.

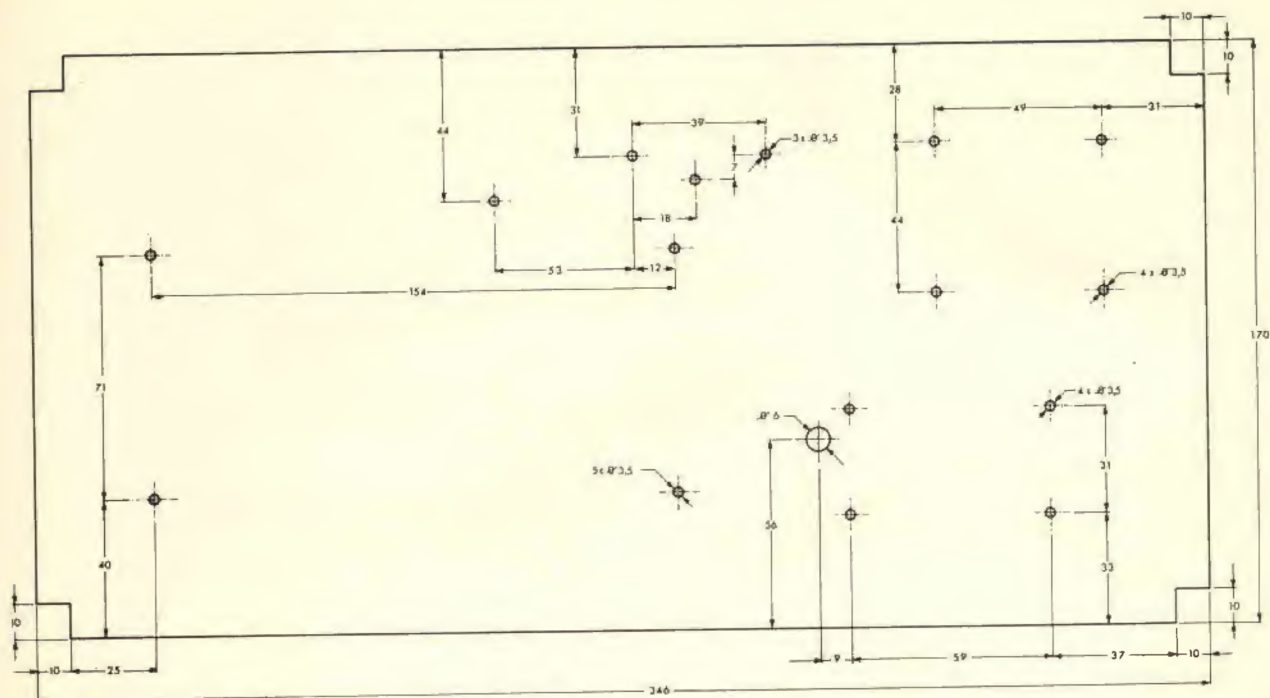


Fig. 6 - Disegno meccanico del telaio che supporta tutto l'apparecchio. Per la sua realizzazione è consigliabile impiegare alluminio da 2 mm.

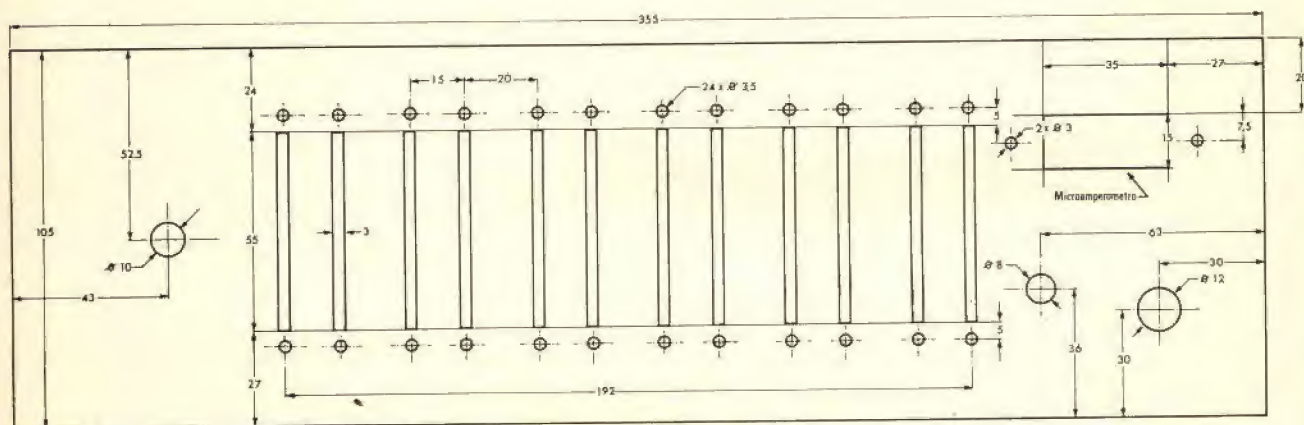


Fig. 7 - Piano di foratura del pannello frontale.

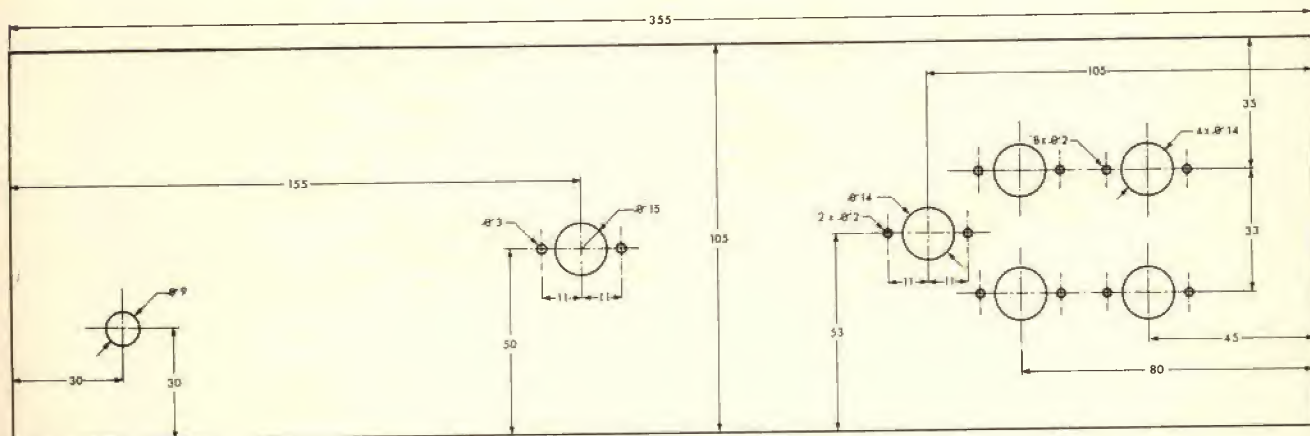


Fig. 8 - Piano di foratura del pannello posteriore.

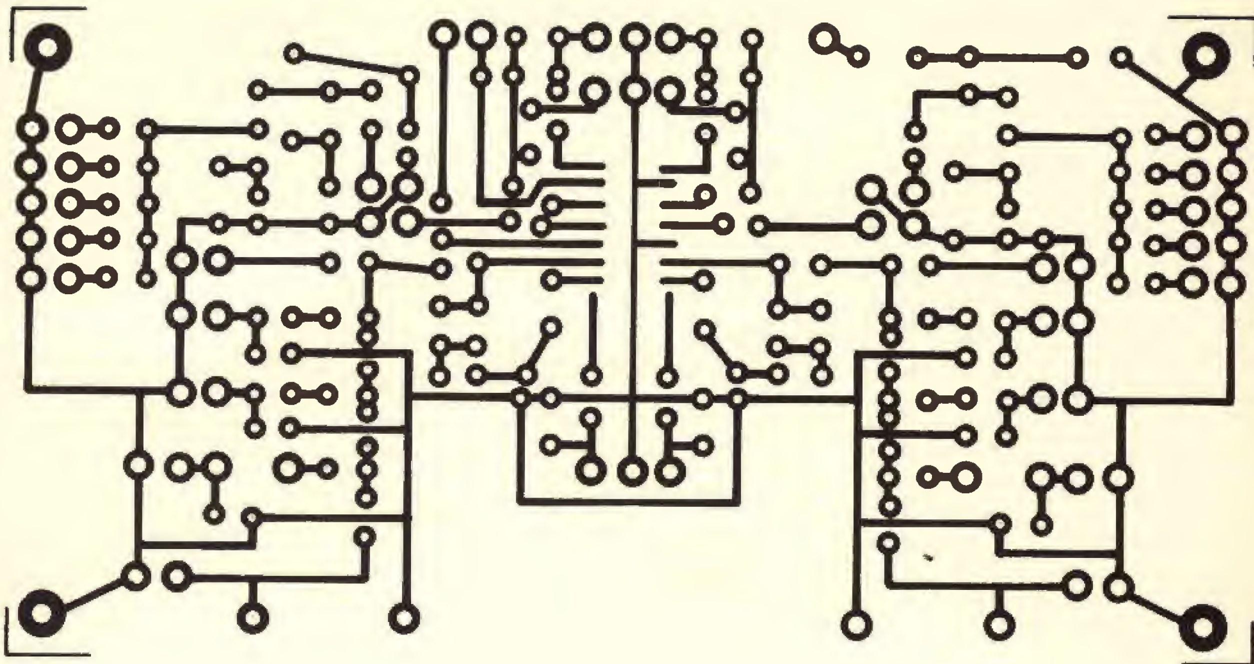


Fig. 9 - Circuito stampato, visto dal lato rame, del preamplificatore e correttore di toni.

ALIMENTATORE

L'alimentatore da noi realizzato è molto semplice, pur essendo perfettamente stabilizzato e completamente esente da ronzio (figura 3).

All'uscita del trasformatore si trova un ponte di diodi W01 che rende continua la tensione e un condensatore da 1.000 μF che provvede alla prima livellazione.

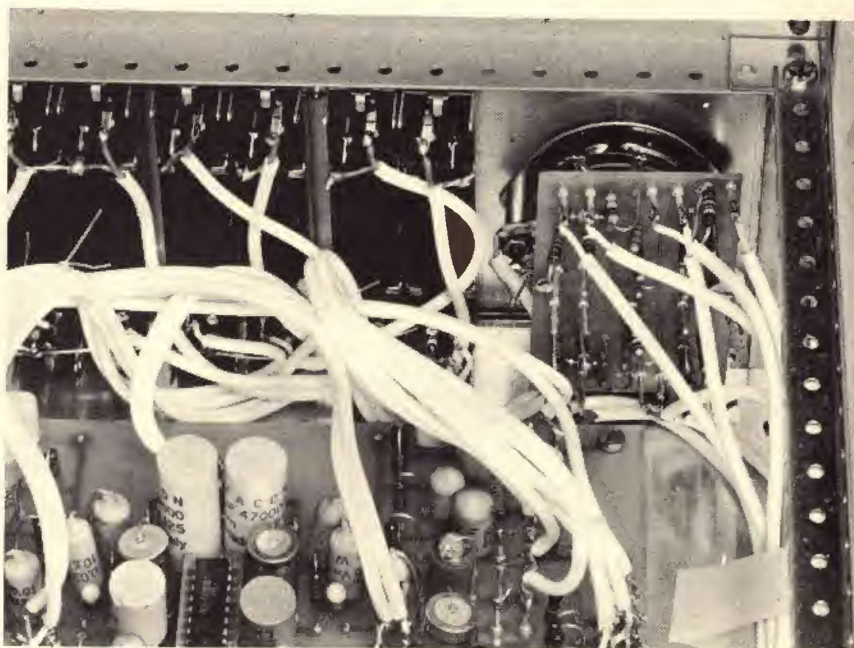
Come elemento regolatore si è usato un transistore BC119 che presenta una corrente di collettore di ben 1 A, sulla base di questo transistore vi è un diodo zener che stabilizza la tensione a 11 V.

Si è scelto uno zener da 11 V in quanto i transistori al silicio presentano una caduta di tensione di 0,6 V, di conseguenza all'uscita troveremo circa 10,4 V. Infine vi è un altro filtro composto da un condensatore da 470 μF, da uno da 1.000 μF e da una resistenza da 100 Ω; questo ultimo filtro agisce sul residuo di alternata e in uscita si ottiene così una tensione continua pura.

ATTENUATORE D'INGRESSO

Il preamplificatore impiegante l' integrato RCA CA3052 presenta una sensibilità tipica d'ingresso di 10 mV, di conseguenza non è possibile immettere in ingresso segnali superiori a 10 mV, pena la saturazione e la distorsione del segnale. Nell'uso corrente però si ha la necessità di inserire apparecchi che forniscono da pochi mV di uscita (come i microfoni e i pick-up magnetici) e segnali che invece presentano una ampiezza ben maggiore, quali i pick-up piezo ed i registratori.

Per ovviare a questo inconveniente abbiamo quindi realizzato un attenuatore che serve a rendere compatibili i vari segnali degli apparecchi con l'ingresso dell'integrato (figura 4).



Particolare dell'attenuatore d'ingresso (in alto a destra) e di alcuni collegamenti effettuati con cavetto schermato.

BILANCIATORE STEREOFONICO

Il bilanciatore stereofonico usato in questo preamplificatore è composto da due FET 2N3819 e da pochi altri componenti (fig. 5). Esso è essenzialmente un amplificatore audio. Il segnale BF dopo essere stato prelevato dall'uscita viene amplificato e rivelato rispettivamente da 4 diodi: 2 per ogni canale; si ottiene così una tensione continua proporzionale al segnale BF. Infine vi è lo strumento, (microamperometro a zero centrale da 200 μA) collegato tra le due uscite e ad un trimmer; con questa disposizione otteniamo un funzionamento a ponte in quanto, se le due tensioni di BF sono uguali, formano in uscita due tensioni uguali che essendo dello stesso segno si annullano; se non sono uguali grazie al trimmer da 2,2 kΩ l'indice dello strumento si sposterà verso il canale il cui segnale è maggiore dell'altro.

Si sono scelti i FET in quanto, avendo un'alta impedenza di ingresso, non influenzano l'uscita del preamplificatore, contrariamente a quanto avviene con i transistori dall'impedenza di ingresso troppo bassa, che influirebbe su quella di uscita del preamplificatore modificandola.

MONTAGGIO PRATICO

L'apparecchio è montato in un contenitore di dimensioni interne 355 x 150 x 105.

In figura 6 vi è il telaio che va realizzato per il montaggio del preamplificatore; è consigliabile realizzarlo in alluminio, di 2 millimetri di spessore, di modo che si abbia una buona resistenza meccanica, senza aumentare eccessivamente il peso.

Nelle figure 7 e 8 vi è invece il piano di foratura del pannello frontale e di quello posteriore. I potenziometri a cursore sono fissati al pannello mediante viti da M3 x 12 e vengono usati dei distanziatori da 9 mm. (2 x GA/3762-02).

Nelle figure 9 - 10 - 11 e 12 vi sono i quattro circuiti stampati. Essi vanno realizzati esclusivamente in vetro resina, in quanto, dato l'alto guadagno del preamplificatore, utilizzando la bachelite, potrebbero verificarsi inneschi a frequenza ultrasonica.

Per agevolare i lettori nella costruzione abbiamo provveduto a disegnare, alle figure 13 - 14 - 15 e 16, la disposizione dei componenti sui relativi circuiti stampati.

Raccomandiamo vivamente di eseguire le saldature con un saldatore di non più di 40 W, di usare dello stagno con disossidante alla colofonia e di piccolo diametro. Molte volte capita che i montaggi non funzionano (o funzionano male) per qualche saldatura fredda. Si abbia quindi particolare cura delle saldature, che devono essere lucenti, non granulose.

A causa dell'alto guadagno del complesso è consigliabile usare del buon filo schermato per collegamenti stereofonici, curando in modo particolare le prese di massa che devono essere ben calde.

Si faccia molta attenzione alle polarità dei diodi dei condensatori elettrolitici; nei condensatori al tantalio il positivo si trova a destra, dopo aver posto il condensatore con il puntino colorato rivolto verso l'operatore.

Con questo il montaggio può dirsi finalmente concluso, non resta ora che collaudarlo e tararlo.

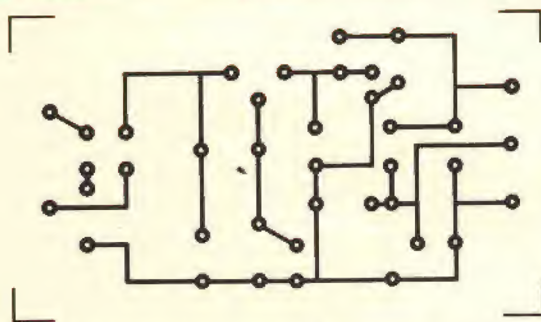


Fig. 10 - Circuito stampato, visto dal lato rame, dell'alimentatore.

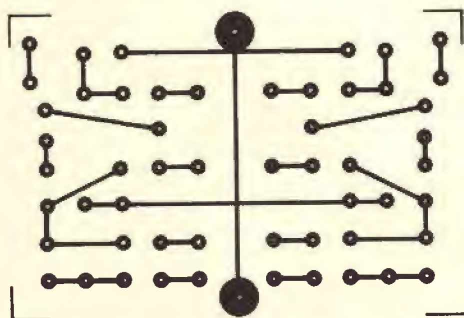


Fig. 11 - Circuito stampato, visto dal lato rame, dell'attenuatore d'ingresso.

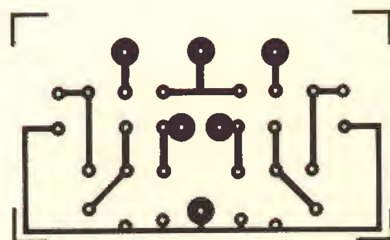


Fig. 12 - Circuito stampato, visto dal lato rame del bilanciatore stereofonico.

Fig. 13 - Circuito stampato, visto dal lato componenti, del preamplificatore e correttore di toni stereofonico.

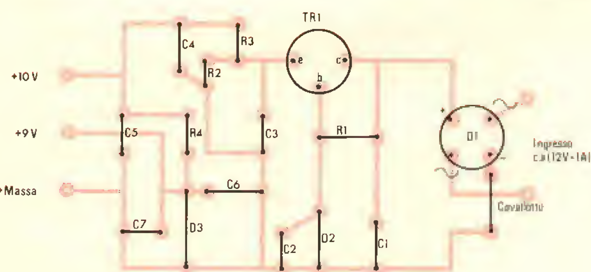


Fig. 14 - Circuito stampato, visto dal lato componenti, dell'alimentatore.

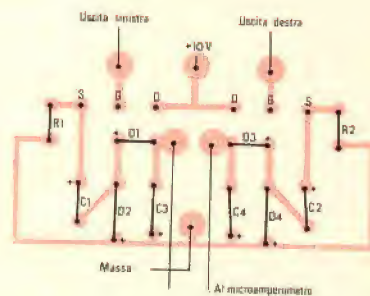


Fig. 16 - Circuito stampato, visto dal lato componenti, del bilanciatore stereofonico.

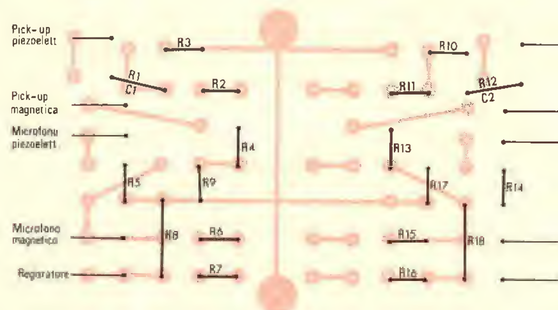


Fig. 15 - Circuito stampato, visto dal lato componenti, dell'attenuatore d'ingresso.



Pannello posteriore del preamplificatore stereofonico e correttore di toni. La disposizione delle prese può anche essere variata a piacere.

TABELLA 1
DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	110 - 160 - 220 Vc.a.
Assorbimento a 220 V:	45 mA
Assorbimenti in corrente continua:	9 V 10 mA
	10 V 15 mA
Banda passante:	15 — 50 kHz
Guadagno a 1000 Hz:	+ 53 dB
Rumore di fondo:	−70 dB
Gamme di azione dei controlli di tono:	
bassi	da 15 Hz a 60 Hz
medio-bassi	da 60 Hz a 500 Hz
medi	da 500 Hz a 2000 Hz
medio-alti	da 2000 Hz a 8000 Hz
alti	da 8000 Hz a 22000 Hz
Sensibilità di ingresso sulle varie prese:	
fono - piezo	150 mV
- magnetico	10 mV
microfono - piezo	40 mV
- magnetico	5 mV
registratore	500 mV
Impedenza di uscita:	1000 Ω
Massima tensione di uscita con segnale indistorto:	2 V

Questi dati sono stati ottenuti usando i seguenti apparecchi:
— oscilloscopio Heathkit mod. 012
— voltmetro elettronico mod. Mecronic 130 A
— generatore audio Amtron
— generatore ultrasonico autocostruito
— counter autocostruito con ingresso per basse frequenze
— tester da 20000 Ω/v

MESSA A PUNTO

L'apparecchio appena terminato deve funzionare subito; per provare ciò si colleghi una cuffia stereofonica ad alta impedenza all'uscita e dopo avere inserito tutti i vari filtri, si provi ad aumentare il volume; se tutto è regolare toccando le entrate del preamplificatore presenti sul circuito stampato, si sentirà in cuffia il caratteristico ronzio. A noi, in uno dei prototipi, è capitato che il preamplificatore autooscillasse; per ovviare a questo inconveniente è stato sufficiente porre in parallelo all'alimentazione un elettrolitico da 1500 μF.

Se tutte queste prove daranno esito positivo si può passare alla taratura finale.

Questa si riduce a regolare due trimmer; uno serve al bilanciamento tra i canali e l'altro per bilanciare lo strumento.

Per bilanciare il preampificatore si deve mettere il commutatore in posizione fono-magnetico; sulla rispettiva presa mediante un apposito spinotto si connette il canale destro con il sinistro e a questi due canali ora in parallelo si immette un segnale a 1000 Hz, con la tensione di 10 mV e dopo aver inserito tutti i controlli tono si regolino i potenziometri del volume circa a metà corsa; in questo modo avremo in uscita circa 1 V.

Con un tester in posizione 2 V alternata oppure, meglio ancora, con un voltmetro elettronico, si misuri la tensione in uscita. Se detta tensione è uguale in entrambi i canali l'apparecchio è tarato, altrimenti si deve regolare il trimmer da 100 Ω fino a leggere la stessa tensione in entrambe le uscite.

Con ciò il preamplificatore è tarato; resta ora da tarare il bilanciamento. Per tararlo è sufficiente immettere il solito segnale a 1.000 Hz e regolare il trimmer da 2,2 kΩ fin che l'indice dello strumento non si muova dal centro. Le operazioni di taratura si riducono a queste due semplicissime regolazioni dopo di che l'apparecchio è pronto a funzionare.

Ulteriori chiarimenti possono essere chiesti all'autore dell'articolo: Giuseppe Contardi, Via Tolmezzo 12/2 - 20132 Milano.

TIMER DIGITALE PER CAMERA OSCURA

a cura del dott. A. RECLA

Chi si diletta a sviluppare e stampare le proprie fotografie ha bisogno, nella camera oscura, di un interruttore a tempo che gli permetta di ottenere intervalli di luce di decine di secondi.
Presentiamo l'ultima versione di un tale interruttore automatico regolabile.

Gli interruttori a tempo possono venire realizzati, oltre che con circuiti analogici anche con circuiti digitali. Come base dei tempi si impiega di solito la frequenza di rete accoppiata con i circuiti digitali della serie TTL oppure DTL appositamente studiati per divisori di frequenza, per contatori e per decoder. Gli interruttori a tempo si possono trovare anche in commercio però ad un prezzo piuttosto elevato. Per di più i circuiti finora realizzati sono molto sensibili ai disturbi.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELL'INTERRUTTORE

Nel primo stadio (vedi fig. 1 che rappresenta lo schema a blocchi) avviene la trasformazione della tensione di rete dalla sua normale forma sinusoidale in una rettangolare.

L'uscita da questo stadio, denominato formatore di impulso, viene inviata ad un divisore di frequenza formato da quattro stadi; all'uscita del divisore si ricavano dei segnali rettangolari i cui periodi presentano una durata fino a circa 320 s. Segue uno stadio decodificatore dal quale si possono scegliere le durate desiderate, selezionate mediante un commutatore a scatto. Questo stadio decoder eccita, tramite uno stadio pilota, un relè i cui contatti inseriscono la lampadina od altro. L'apparecchio funziona con l'alimentazione di rete.

Col divisore di frequenza si può regolare la durata dei tempi fra 20 ms e circa 320 s. Nella camera oscura vengono normalmente impiegati tempi di 30 e 60 s. La graduazione dei singoli intervalli di tempo è effettuata in modo che il rapporto fra due intervalli vicini risulti di circa 1 : 1,5; più che sufficienti per gli scopi fotografici. Ad es. i tempi dell'otturatore e le aperture dei diaframmi nelle macchine fotografiche variano normalmente nel rapporto 1 : 2.

Con questo circuito è possibile ottenere le seguenti durate: 2,5; 3,75; 5; 7,5; 10; 15; 20; 30; 40 e 60 s.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

L'alimentazione viene ricavata dal secondario del trasformatore (fig. 2); la tensione alternata del valore di 12 V viene raddrizzata dal diodo D1 e livellata per mezzo del condensatore C1. La stabilizzazione è effettuata mediante il transistore T1, la cui base preleva la tensione di riferimento dal diodo Zener D2, del tipo ZPD10 o equivalente, scelto in modo che la tensione stabilizzata risulti circa 9 V. In parallelo a T1 è situato il resistore R2 che limita la potenza dissipata da T1. Senza rete l'interruttore assorbe una corrente di circa 50 mA.

LA FORMAZIONE DEGLI IMPULSI

La tensione alternata presente sul secondario del trasformatore W2, pilota, attraverso il resistore

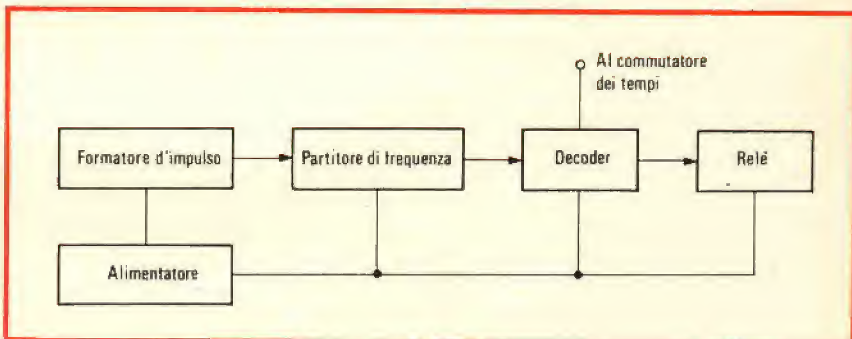


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'interruttore temporizzato digitale.

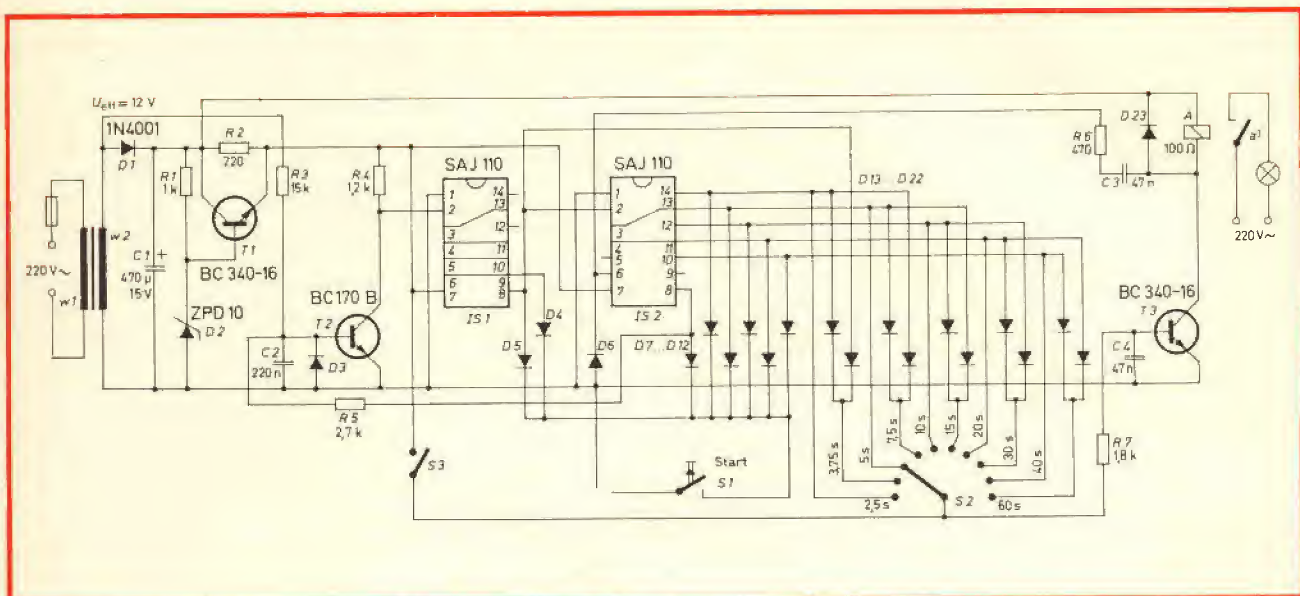


Fig. 2 - Schema elettrico dell'interruttore digitale temporizzato per camera oscura.

R3, il transistore T2 funzionante con l'emettitore a massa. Sul suo collettore si forma una tensione rettangolare avente un'ampiezza di circa 8 V con un rapporto di durata di 0,5. Il diodo D3, posto in opposizione sul tratto base-emettitore del transistore, serve per limitare la tensione in questo tratto, al valore della sua tensione diretta proteggendo così il transistore. R3 e C2 formano un filtro passa-basso che cortocircuita i disturbi ad alta frequenza provenienti dalla rete.

IL DIVISORE DI FREQUENZA

Per la divisione delle frequenze vengono impiegati due circuiti integrati SAJ 110 della ITT. Ognuno di essi contiene un divisore di frequenze a 7 stadi disposti in flipflop con i relativi terminali di entrata e di uscita. La durata di commutazione degli stadi flip-flop di alcune decine di nano secondo e la tensione di alimentazione di circa 9,3 V, assicurano al circuito un'elevata protezione dai disturbi.

Essendo collegati fra di loro 12 stadi di flip-flop, si ottiene una divisione di frequenza massima di 2^{12}; all'uscita di questa catena di divisori si ricava perciò una tensione rettangolare dalla durata di 20 ms 2^{12} = 81,92 s. La variazione

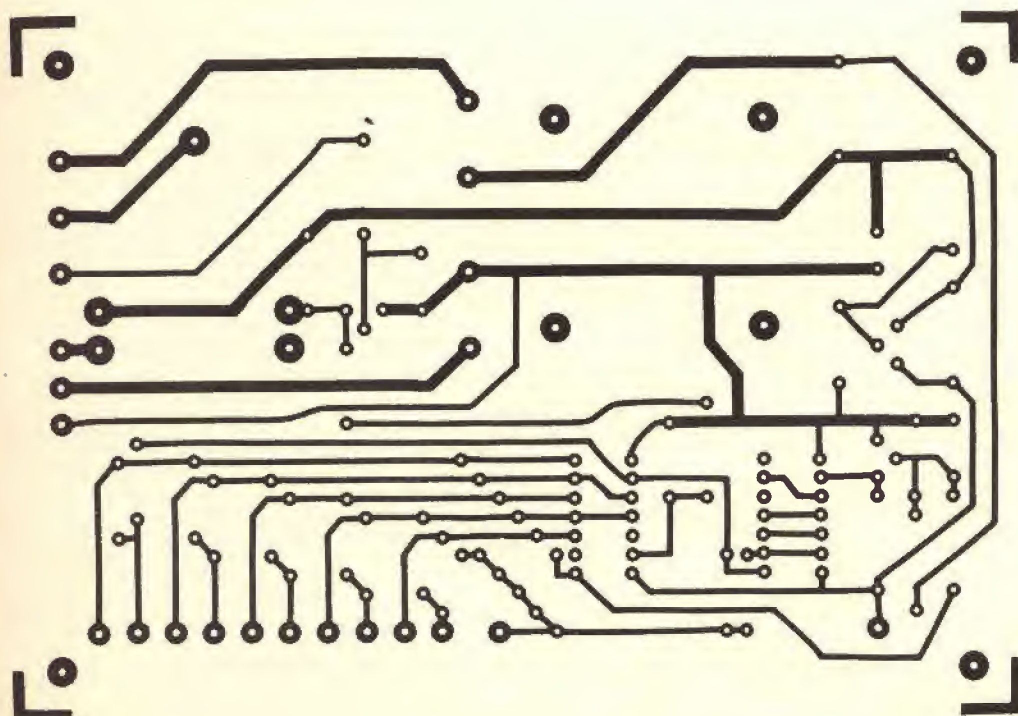


Fig. 3 - Disegno del circuito stampato in scala 1 : 1.

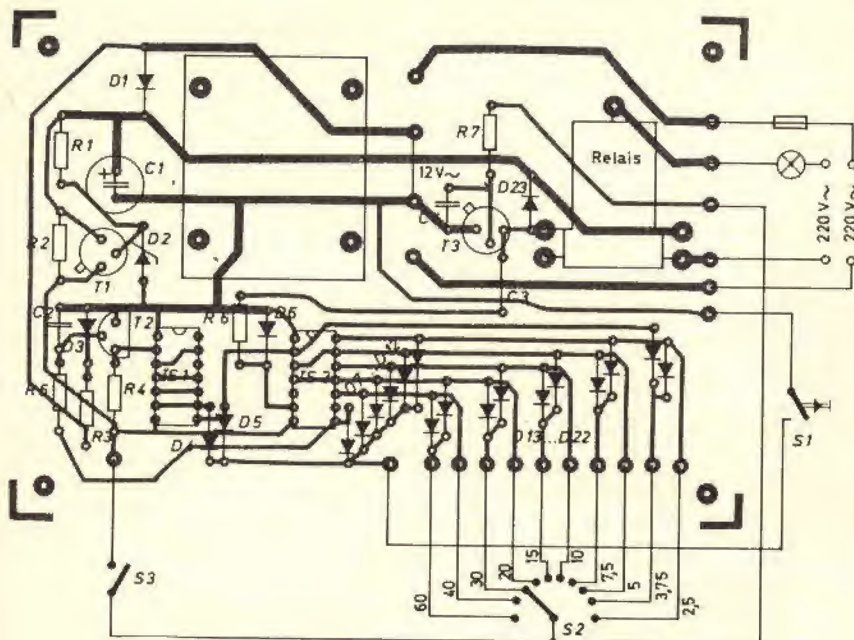


Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

della condizione di commutazione di uno stadio flip-flop si può effettuare agendo sul fianco positivo del segnale di entrata. Le uscite dei flip-flop impiegate per il decoder seguente vanno agli anodi di otto diodi, i cui catodi sono collegati fra loro.

Se la connessione di questi catodi viene mandata a massa per un istante attraverso il tasto start, i flip-flop vengono posti in posizione di zero, ossia tutte le uscite si trovano su low. In corrispondenza al fianco positivo del prossimo impulso tutte le uscite passano su high.

IL DECODER

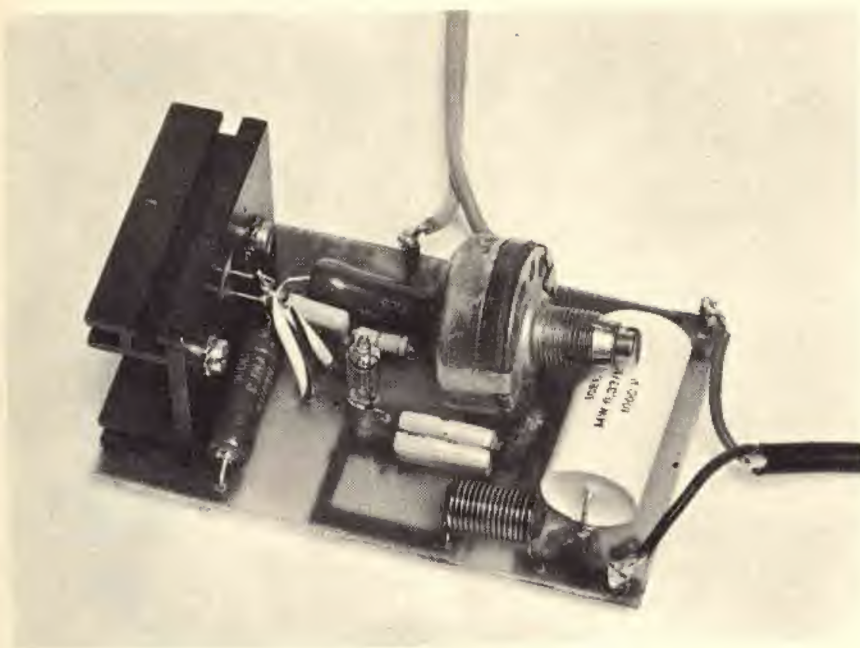
Azionando brevemente il tasto S1 le uscite dall'IS2 passano per circa 2,5 - 5 - 10 - 20 e 40 s su high. Questi tempi sono così disponibili immediatamente potendo venire selezionati mediante il commutatore S2. Gli altri tempi di 3,75; 7,5; 15; 30; 60 s si possono ottenere con la somma di due tempi parziali effettuata con ciascuno dei due diodi. Dopo l'apertura del tasto di start S1 il transistore T3 diviene conduttivo attraverso S2 ed il relè A attrae con il tempo selezionato mediante S2. Trascorso questo tempo T3 viene nuovamente bloccato e il relè si apre.

Successivamente il fianco positivo dell'impulso esistente sul collettore di T3 viene riportato, attraverso il condensatore C3 e il resistore di limitazione R6, all'ingresso di un flip-flop (terminale 6 di IS2). L'uscita di questo flip-flop viene posta su high e, per mezzo del resistore R5, mantiene conduttivo il transistore T2. In questo modo non arrivano più degli impulsi di cadenza sull'ingresso del divisore di frequenza. Il circuito rimane in questa posizione fino a quando si preme di nuovo il tasto start.

Per la messa a fuoco si può regolare permanentemente la luce chiudendo l'interruttore S3. Il transistore T3 viene perciò portato in conduzione mantenendo così il relè attratto.

LA COSTRUZIONE

La costruzione dell'apparecchio non è critica. La fig. 3 mostra il circuito stampato dell'interruttore a tempo sul quale possono venire montati tutti i componenti, esclusi i commutatori e il fusibile. La piastra ha le dimensioni di 90 mm x 130 mm. La fig. 4 mostra il circuito visto dalla parte dei componenti.



a cura di G. BRAZIOLI

CONVERTITORE DI RETE

PER L'IMPIEGO IN EUROPA DELLE APPARECCHIATURE U.S.A.

Come è noto, nella maggioranza delle nazioni Europee, la tensione standard di rete è di 220 V/50 Hz.
Negli U.S.A. è invece pari a 115/117 V con 60 Hz. Se la frequenza non crea quasi mai problemi, salvo nei casi del sincro TV e rarissimi altri, la tensione ha un tale divario da rendere impossibile l'alimentazione delle apparecchiature «made in U.S.A.» con la nostra rete.
Sin'ora, quando era necessario impiegare una macchina elettrica, un attrezzo, uno strumento «americano» in Italia, in genere si faceva impiego di un autotrasformatore che «abbassava» del necessario la tensione. Tale soluzione non era pratica essendo, l'autotrasformatore, pesante, costoso, ingombrante, non sempre reperibile con facilità. In questo articolo proponiamo una soluzione «diversa» al vecchio problema: si tratta di un alimentatore «Triac» che reca tutti i vantaggi della modernità e della efficienza offerti dai semiconduttori.

E' noto l'atteggiamento di molti inglesi che non conoscono altra lingua che la loro, e pretendono che qualsivoglia interlocutore si aggiorni, se vuole dialogare, ritenendo trascurabile l'apprendimento di qualunque idioma straniero: certamente «barbaro» e comunque adatto a **«continentali»**: da sopportare, ma certo da non imitare.

Con l'ingresso nella CEE questa proterva e sciovinistica forma mentis dovrebbe mutare, ma, retaggio di un antico colonialismo sorretto da uno snobbismo innato, è dura a morire

Non a caso, il «Re» Cassivella I, dopo averle duramente beccate da Giulio Cesare sull'estuario del Tamigi ed essere stato costretto a di-

Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore di rete da 220 a 115/117 V e disposizione dei terminali del semiconduttore.

chiararsi tributario di Roma, non volle mai apprendere il latino e trattò sempre in Celtico, a differenza di quasi tutti i «capi» alleati, sottomessi, o «collaboratori».

L'atteggiamento dei Britanni dura quindi da due millenni.

Venendo dal Bello Gallico ad oggi, un atteggiamento consimile «in spirito» lo si ha anche per quelle fabbriche di beni di consumo americane le quali pur sapendo che una buona parte dei loro prodotti, sono destinati all'esportazione, si ostinano a prevedere una alimentazione a 115/117 V AC: la rete-luce «di casa». E basta.

Dopo tutto, i «veri» americani, per voce di popolo, dovrebbero essere i «WASP»: bianchi, protestanti, anglofoni: direttamente discendenti dai Britanni.

Tant'è. Chi deve impiegare apparecchiature importate dagli U.S.A. si accorge immancabilmente (salvo eccezioni che confermano la regola) e con un certo dispetto, che «combinati» di laboratorio (ottimi

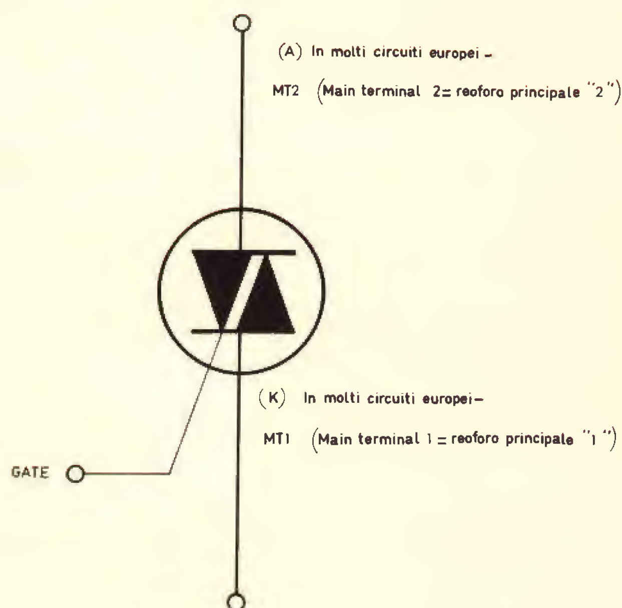


Fig. 2 - Simbolo grafico del triac e denominazione dei rispettivi terminali.









quelli per modellisti, ad esempio) o attrezzi chirurgici, o strumenti fotografici, elettronici, per il laboratorio chimico ecc. funzionano **«unicamente»** a 115/117 V AC.

Cosa fanno allora gli utenti europei? Ricorrono al classico autotrasformatore con ingresso a 220 ed uscita a 115 V. Questo dispositivo, è lungi dall'esser pratico: risulta anzi la classica «palla al piede» quando si tratta di spostare l'apparecchio. E' pesante, ronza, costa parecchio, irradia spesso campi magnetici tali da disturbare la deflessione di un tubo catodico o da iniettare un severo parassitario nei complessi circostanti che abbiano una altissima resistenza di ingresso.

Cassivella aleggia ancora tra noi.

Dato che le cose sono così, non v'è modo di cambiarle? Certo, si può cercare un valido sostituto per l'autotrasformatore; ma quale potrebbe essere? Un apparecchio tipo Variac? No di certo, peso ed ingombro rimarebbero eguali, il costo aumenterebbe ulteriormente.

Un reostato allora? Eh no! Questa «soluzione» è semplicemente risibile, valutando la potenza necessaria.

Cosa allora? Ecco qui: l'apparecchio che vi proponiamo in questo articolo.

Si tratta di un regolatore di tensione che può controllare potenze sino ad 1 kWA, così come un autotrasformatore che pesi cinque o sei kg ed abbia le dimensioni di una media scatola da scarpe, sebbene il nostro abbia più o meno le dimensioni di un pacchetto di sigarette, il peso di un paio di pinze, il costo di **poche** migliaia di lire.

Il nostro «sostituto» inoltre, non irradia campi magnetici evitando l'impiego di qualsivoglia trasformatore e la tensione in uscita può essere regolata finemente sino ad evere un valore **reale** di 117 V o come occorre, e non una entità teorica «similare» come accade per

non pochi autotrasformatori costruiti con una certa tolleranza! Tutto ciò è raggiunto con l'impiego di un moderno Triac connesso in un circuito abbastanza tipico: figura 1.

Nello schema si nota che l'uscita è perfettamente «americana»; ma non solo 115/117 possono essere ottenuti; questa tensione rappresenta semplicemente il «centro» di una gamma che va da 80/90 V minimi a 150-160 massimi. Tale «gamma», lineare e senza sbalzi, può essere regolata finemente tramite R2,

Come funziona il tutto?

Per capirlo, dobbiamo osservare come opera il Triac: due parole forse non saranno di troppo, anche constatando che su questo brillante semiconduttore esistono notevoli disinformazioni. Persino certi articoli «tecnici» riportano affermazioni di fantascienza, in merito, e non pochi lo confondono con il «normale» diodo controllato al Silicio, l'SCR.

Dunque; il Triac è un dispositivo a tre terminali. Negli U.S.A., dove è nato, essi vengono usualmente definiti «MT1 - MT2 - Gate». In Europa si segue la codificazione impiegata per gli SCR, ovvero, «Anodo - Catodo - Gate»»: forse tutto ciò ha contribuito alla confusione cui abbiamo accennato. Il simbolo appare nella figura 2.

Quando il Triac è portato in regime di conduzione mediante un opportuno impulso applicato al Gate, «passa» ambedue le semionde di una tensione applicata tra MT1 e MT2, e questa è la principale differenza rispetto allo SCR che lavora a «semionda».

Per meglio chiarire la differenza sostanziale, diremo che un alimentatore Triac può regolare una tensione di rete, poniamo a 220 V, tra pochi volt ed il massimo valore. Per contro, un alimentatore che impieghi l'SCR, pur essendo strutturalmente simile al precedente, ma lavorando su di una sola semionda, può erogare la tensione tra i valori bassi **e la metà** del massimo valore.

Effettuato questo «distinguo» fondamentale, vediamo il Triac come è nell'aspetto delle applicazioni.

Poniamo di alimentare il Gate con una adatta tensione.

Se tra MT1 ed MT2 non sono presenti alcuni volt, il dispositivo rimarrà «aperto» (nel senso di interruttore). Scorrerà tra gli elettrodi solo una trascurabile, infima corrente.

Ove però tra MT1 e MT2 vi sia una tensione significante, che dipende dal modello del Triac, ma compresa tra 2 e 6 Veff, la polarizzazione farà «scattare» la conduzione: «scattare» non è un termine vano: il Triac passa dall'inerzia alla conduzione in pochi **microsecondi!**

Quando il Triac lavora in corrente continua, si comporta come un SCR, altro fattore di confusione; una volta posto in conduzione tramite un appropriato impulso sul Gate resta «agganciato»: continua a condurre anche se il Gate è del tutto isolato in un secondo tempo.

Se, per contro, il Triac opera in alternata, il che rappresenta poi il suo impiego tipico, occorre dare un impulso al Gate per ogni semiperiodo onde ottenere la conduzione ininterrotta; ma è da notare che questo treno di impulsi può mutare di segno, passando dal negativo al positivo e viceversa; il che pone le basi di ogni **moderno** regolatore di tensione c.a.

In genere, i Triac prodotti oggi passano dal riposo alla conduzione quando la differenza di potenziale tra Gate ed MT1 ha un valore di solo 1V, e per un elemento da 4-6-8 A, 400 V piv, basta una intensità di soli 10 mA.

Ora un argomento che interesserà diversi lettori.

Certamente, (chi legge) si sarà non poco meravigliato nel vedere che Triac capaci di controllare 1 kWA o più dispongono di radiatori piccolissimi. Facendo un paragone con le alette impiegate negli stabilizzatori a transistori, si sarà detto: «Ma come può regolare centinaia o migliaia di Watt, il Triac con un radiatore del genere?»

La risposta è semplice. Un Triac, durante il funzionamento, presenta una caduta di tensione, tra MT1 e MT2, che vale appena 1,5-1,8 V.

Prendiamo in esame il funzionamento di un elemento classico, come quello della figura 1, da 6A e 220 V diretti: vedremo che nel carico sono dissipati 1440 W, mentre nel semiconduttore i Watt sono solo 9, arrotondando. Ora, per 9 W non occorrono certo dissipatori «mostruosi»: tutt'altro; come si voleva dimostrare : fig. 3.

In tutti i circuiti che si impiegano oggi per la regolazione di luci, della velocità e potenza dei motori, e simili, la rete-luce (è anche il caso dello schema di figura 1) funge da alimentazione generale e da sorgente di impulsi per il Gate, onde porre in conduzione il Triac come si desidera.

L'alimentazione, non merita note. Relativamente all'innesco, diremo che, come è meglio indicato nella figura 4, il «tempo» dato al Gate,

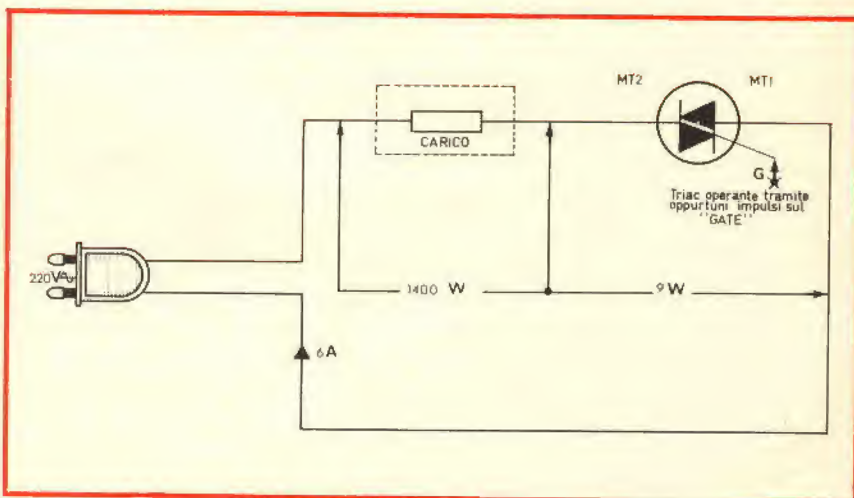


Fig. 3 - Rapporto di dissipazione sul triac e sul carico.

corrisponde esattamente alla potenza ricavata all'uscita.

Se il Triac è fatto scattare quando la sinusoide è appena iniziata, nel senso dell'ampiezza, il valore di tensione sarà minuscolo.

Se l'angolo di sfasamento è maggiore, il Triac scatterà verso la metà di ciascun semiperiodo, ed in tal modo si andrà verso la «mezza potenza». Ove il Triac sia utilizzato su ambedue le semialternanze, ovviamente all'uscita verrà resa la piena potenza.

Nel circuito di figura 1, gli impulsi per il Gate sono ricavati con un sistema temporizzatore di cui fanno parte R2-R3-R4/C3 ed un elemento di innesco: NE, lampadina al Neon.

Il tutto è studiato in modo tale, che NE possa innescare con uno sfasamento ampio, rispetto alla rete che si presenta al Triac; uno sfasamento tale da rendere conduttore il «T» per un periodo brevissimo, breve o medio, capace di dare all'uscita una tensione bassa, media o medio-ampia rispetto all'origine, come si vuole, intendendo ridurre la rete alla metà, meno della metà ed un po' di più della metà, almeno nel profilo del valore efficace, la tensione.

Con il che abbiamo visto non solo il funzionamento-tipo di un Triac, ma anche l'essenza del nostro schema.

Relativamente a questo, in particolare, diremo che i valori di R2, R3, R4, nonché dei C3, C4 sono studiati in modo tale da scegliere la porzione che serve nell'ampiezza della tensione, con un «centro» che corrisponde appunto a 120 V circa.

C2 ed R1, nonché C1 e ZAF, sono elementi «accessori» al circuito.

I primi due servono ad evitare che, se all'uscita si collega un tipo di carico capace di dare impulsi inversi, (motore, solenoide, circuito LC-LCR) sorgano tali picchi transitori da «forare» il Triac.

Gli altri «silenziano» il tutto.

In assenza di C1 e ZAF, un certo rumore dovuto all'agitazione termica delle valenze (rumore «di Zener») potrebbe giungere sulla rete-luce; essendo composto da segnali casuali che hanno ogni specie di armonica, potrebbe essere di severo disturbo ai radioricevitori ed ai televisori collegati «vicino» alla medesima presa di rete.

La nostra esperienza ci dice che ciò non sempre è vero. Infatti, regolatori non protetti, a due metri da un televisore, come «distanza cavo» e come «distanza aria-aria» non sembrano in genere dare alcun fastidio.

Per altro, un Triac uscito dalle linee di produzione con un difettino insolito, non rilevato dai controlli automatici, potrebbe «frusciare» in modo intollerabile. Quindi, ad evitare ogni **«possibile»** anche se non **«certo»** disturbo, C1 e ZAF devono essere previsti: dopotutto il loro costo non può imbarazzare nessuno.

Ed ecco qui il nostro circuito; lo abbiamo visto sul profilo teorico e nei dettagli pratici: occorre altro? Non crediamo.

Il montaggio allora.

Noi abbiamo realizzato il nostro convertitore su di un pannellino in Vetronite, impiegando il «solito» circuito stampato.

La base misura 90 per 55 mm. L'altezza massima corrisponde a 33 mm. Come si vede, rispetto ad una confezione di sigarette da 20 (mm. 100 per 45 per 20) non v'è gran differenza: il «pacchetto di sigarette» è rispettato.

La traccia dei collegamenti è riportata nella figura 5, con la sagoma dei vari pezzi. Come si nota,

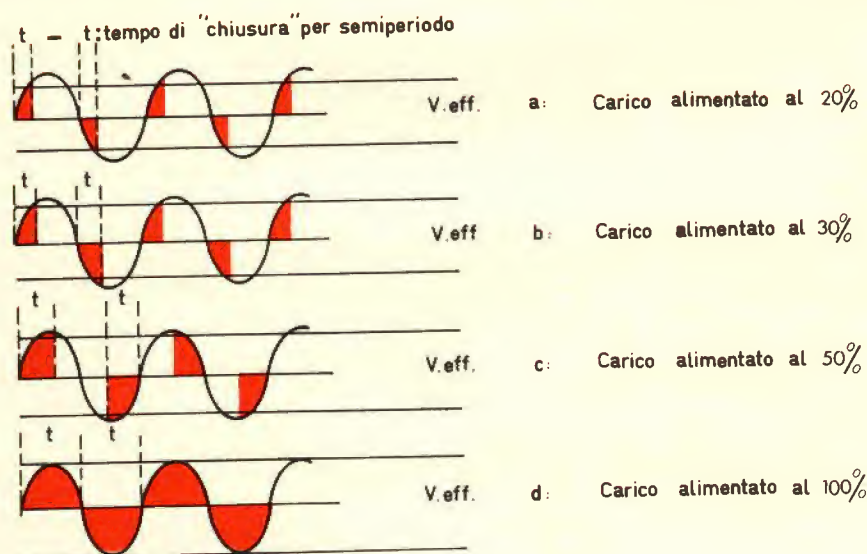


Fig. 4 - Il tempo dato al Gate corrisponde esattamente alla potenza ricavata all'uscita.

all'estrema «destra» è posto il Triac, con il relativo radiatore.

All'opposto è l'ingresso di rete.

Questo apparecchio, a parte il Triac, non comporta (insolitamente!) l'impiego di parti polarizzate: quindi resistenze condensatori ed Lp «NE» possono essere inseriti come capita, senza timore di disfunzioni; naturalmente altrettanto vale per la ZAF.

Per le parti «minori» (tutte a parte il Triac) non esistono inoltre soverchi problemi di riscaldamento; niente diodi, niente elettrolitici danneggiabili.

Quindi, una volta tanto, questo è un montaggio «liscio»: copiando il circuito stampato di figura 5, non «possono» avvenire «strani» difetti.

Anche il radiatore del Triac non è critico; noi abbiamo usato un elemento a quattro alettine da 15 per 35 per 45 mm. Ogni esemplare del genere potrebbe essere usato, specie se non si pensa di sfruttare «a fondo» la massima potenza teoricamente controllabile, che si aggira sui 1400 W.

Ancora una volta, diremo che la nostra esperienza ci suggerisce di **non imporre mai** ad un Triac il massimo carico: per esempio, un elemento come quello impiegato nella figura 1, da 6A-220 V, non dovrebbe mai essere caricato per più di 1 kWA.

Comunque, 1 kWA è molto: non solo si possono far funzionare arnesi (trapani, vibroscalpelli, frese, pulitori o termocauteri ecc.) con esso, ma vi rientra più o meno ogni specie di macchina da ufficio (copiatrice, calcolatrice, cembalo scrivano —SIC—) ed elettrodomestica: rasoio, phon, trituratore, frullatore, macinacaffé, fornello, spazzolascarpe.

Quindi, a parte le macchine «grosse» (che d'altra parte non conviene importare) come lavatrici e lavapiatti o scaldabagni, ogni congegno U.S.A. può essere alimentato mediante il nostro adattatore.

Il che non è poco.

E..... come si fà per regolarlo?

Molto semplice.

All'uscita (115/117 V) sarà collegata una lampadina da 200-250 W o simili. L'ingresso sarà applicato alla rete luce (220 V).

Quale che sia la posizione di R2, in queste condizioni la lampadina

ELENCO MATERIALI

C1	**: condensatore da 1 μF, poliestere, 1000 V—**
C2	**: condensatore da 39.000 pF, poliestere 630 V—**
C3	**: condensatore da 100.000 pF, poliestere 630 V—**
C4	**: eguale al C3.**
NE	**: lampada al Neon da Ica 0,5 mA; Vi:80 V**
R1	**: condensatore da 1 μF, poliestere, 1000 V—**
R2	**: potenziometro lineare da 25.000 Ω, semifisso, 1 W**
R3	**: resistore da 47.000 Ω - ½ W - 10%**
R4	**: eguale a R3**
T	**: triac Sesco TOAL 226, oppure TOAL 606, o altro qualsiasi Triac da 6A, 400 o meglio 600 V di picco inverso**
ZAF	**: impedenza RF. Dieci spire di filo da 1,2 - 1,5 mm su nucleo di Ferrite ∅ 8-10 mm**

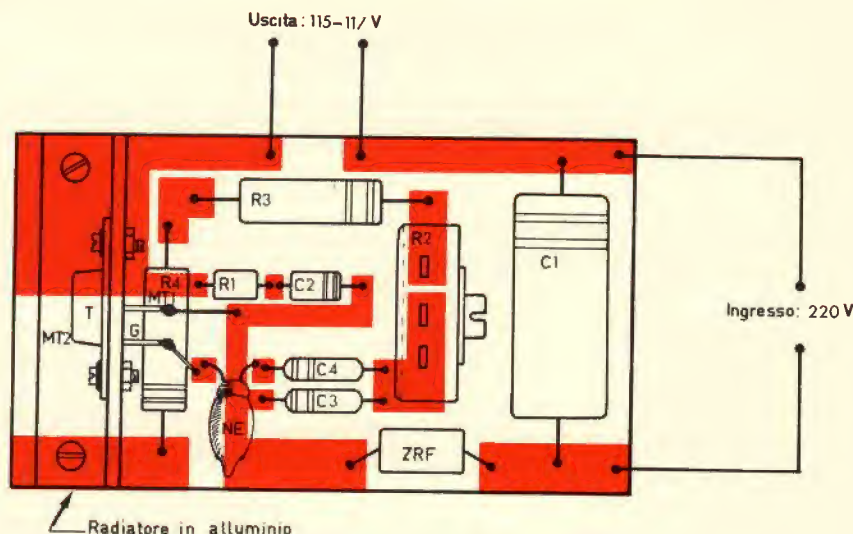


Fig. 5 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

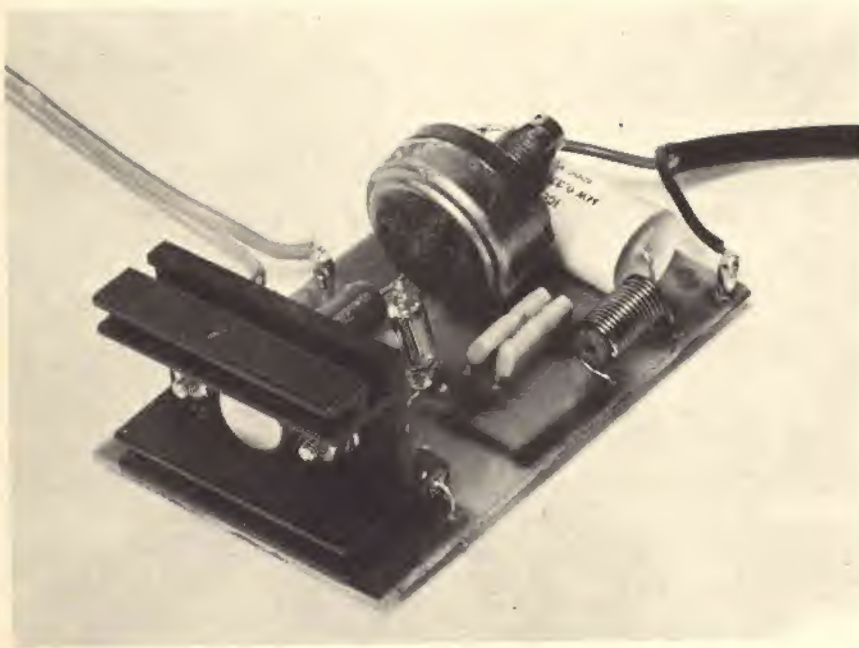


Fig. 6 - Prototipo del convertitore di rete a realizzazione ultimata.

posta come carico deve accendersi; brillerà più o meno a seconda della regolazione; nel caso inverso è ragionevole sospettare qualche errore di cablaggio.

Ora, ruotando R2, la luce emessa dalla lampadina deve variare da un minimo (luce rossastra) ad un massimo (luce quasi normale).

Con un tester di qualità buona, si misurerà la tensione presente al fondello, ovvero all'uscita.

Con un cacciavite si ruoterà R2 sin che il risultato non sia esattamente 117 V. Si bloccherà poi il potenziometro.

Ora l'apparecchio è pronto al lavoro; può alimentare ogni marchingegno U.S.A. sino a circa 1 kWA.

Controindicazioni; questo adattatore può dare cattivi risultati se è impiegato con 1) Complessi HI/FI che abbiano un registratore o un giradischi, di tal fatto da pretendere **l'onda corretta.** 2) Apparecchi TV a colori o in bianco-nero. 3) Apparecchi sincronizzati a 60 Hz.

LA TECNICA FOTOGRAFICA E CHIMICA

AL SERVIZIO DELL'ELETTRONICA

prima parte a cura di Gloriano ROSSI

Via via che la scienza e la tecnica avanzano a passi da gigante, noi sperimentatori abbiamo sempre maggiori esigenze sia di qualità costruttive che estetiche.

Una volta, e forse in molti casi ancora adesso, si usava eseguire i circuiti stampati intagliando con un bisturi da disegno od uno scalpellino per il legno la basetta in bachelite già in precedenza ramata.

Poi, più diffusamente, si è scoperto l'inchiostro resistente agli acidi e con un pennellino si disegnava la pista che doveva essere protetta dall'azione del corrosivo, quindi si aspettava che il percloruro-ferrico agisse sul rame non protetto.

Quest'ultimo metodo, sostituito a volte, per ciò che riguarda l'inchiostro da nastro adesivo, è stato superato da quello forse ancora troppo poco conosciuto detto sistema a fotoincisione.

La fotoincisione permette di avere circuiti stampati perfetti nei minimi particolari per un numero infinito di esemplari.

Ormai troppo spesso si cablano e si sperimentano circuiti strani e complicati con componenti miniatura o micro-miniatura, con integrati, con micro-relè, con nixie ecc. ed ogni giorno si combatte contro lo spazio e da qui nasce l'esigenza di avere le piste di rame sempre più piccole, le isole di fissaggio ben ordinate e della grandezza necessaria né troppo piccola né troppo grande; a volte esiste anche la necessità di avere le induttanze direttamente costituite dalla pista ramata; queste e molte altre esigenze sono soddisfabili con il metodo della fotoincisione.

Molte riviste hanno ormai insegnato come si debba procedere al progetto di un circuito stampato per ciò che riguarda il disegno tratto da uno schema elettrico; sarà quindi inutile dilungarsi sulla spiegazione di come si debba eseguire questo tipo di disegno.

Abbiamo quindi uno schizzo di questo circuito stampato; si procederà ora a ricopiarlo, in bella copia, su di un foglio trasparente (tipo acetato) e se il disegno che dobbiamo ottenere sarà abbastanza semplice si potrà disegnarlo in grandezza 1 : 1 altrimenti si potrà procedere anche su di un foglio di carta bianca aumentando in proporzione tutte le misure.

Per disegnare un perfetto «DEFINITIVO» non si procederà con il solito inchiostro di china nero, ma si dovranno usare quelle piazzole o piste già pronte che si ricalcano con una leggera pressione ottenuta con una punta di matita o

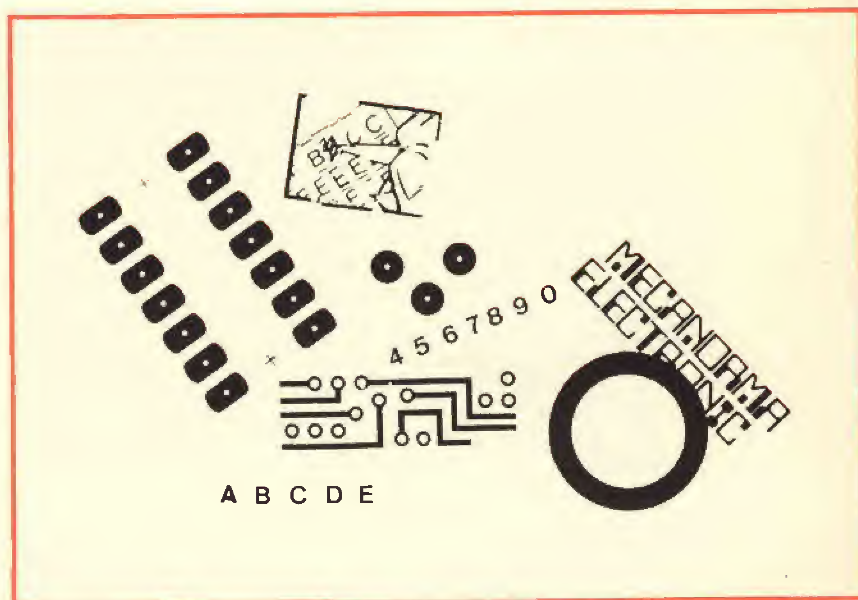


Fig. 1 - Lettere e simboli trasferibili che si possono acquistare presso le migliori cartolerie.

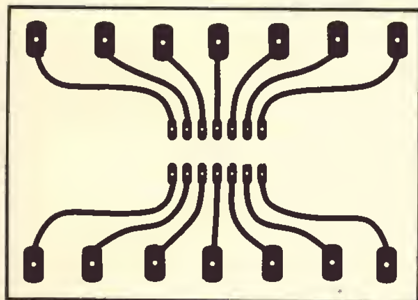


Fig. 2 - Maschera positiva.

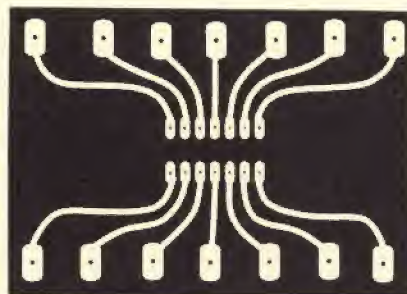


Fig. 3 - Maschera negativa.

con l'attrezzo apposito, nella medesima maniera di come si usano le ormai famosissime lettere trasferibili.

Esistono innumerevoli tipi e forme e grandezze di questi tipi di tracce trasferibili e quindi sarà possibile eseguire completamente un «DEFINITIVO» in qualsiasi grandezza e proporzione da quella al naturale (1:1) a molti multipli della stessa (2:1, 3:1, 4:1, ecc.).

Una particolare attenzione è raccomandabile quando si esegue il disegno «DEFINITIVO» poiché una qualsiasi imperfezione, sia pur microscopica, sarà poi riportata sugli originali.

Nel caso si sia eseguito un disegno multiplo di quello che dovrà essere poi l'originale si ritiene necessaria una riduzione fotografica in grandezza naturale.

Sarà quindi necessario portare il disegno in un laboratorio di fotomeccanica e far eseguire una riduzione direttamente in positivo o negativo trasparente a seconda del metodo di fotoincisione che si sarà scelto (vedremo più avanti la spiegazione di queste ultime parole).

Esistono infatti due metodi di fotoincisione per preparare i circuiti stampati l'uno chiamato positivo e l'altro negativo.

Nel caso si adottasse il sistema positivo, il disegno «DEFINITIVO» effettuato su acetato trasparente è già pronto per il procedimento di impressione della gelatina fotosensibile; se si volesse usare l'altro sistema, quello negativo, occorre procedere all'ottenimento di un negativo.

Sia che si usi il sistema positivo o quello negativo il negativo od il positivo trasparente sarà chiamato più appropriatamente «MASCHERA».

A contatto, cioè sovrapponendo l'originale da noi disegnato su trasparente ad un foglio in poliestere già in precedenza emulsionato, ed esponendolo, anche con una comune lampada a raggi ultravioletti per abbronzatura, per un tempo variabile intorno ai tre minuti e quindi sviluppato per circa due minuti la maschera sarà pronta.

Questo tipo di negativo non sarà nero su bianco, o meglio nero su trasparente, ma al contrario si noterà una colarazione arancione chiaro che per il fotoresist equivale al nero; quindi dove vedremo arancione l'effetto chimico che avverrà in seguito alla necessaria esposizione sarà l'opposto di quello dove avremo visto la zona trasparente.

Il fotoresist, sia negativo che positivo, è un liquido studiato affinché una determinata sorgente luminosa per un tempo prestabilito alteri la sua struttura molecolare a tal punto da non essere corrosa da vari agenti esterni.
Questo cambiamento si può riassumere in breve dicendo che il fotoresist si indurisce là dove la luce l'ha colpito, nel caso del tipo negativo, e nel caso del fotoresist positivo dove la luce non è arrivata fino ad esso.

L'esposizione corretta del fotoresist dovrà essere ottenuta da un metodo sperimentale in dipendenza della sorgente di luce usata e dalla distanza della lampada dalla basetta per il circuito stampato protetta dalla maschera; comunque, il tempo base su cui si può giocare è calcolato intorno ai tre quattro minuti di esposizione usando una normale lampada a raggi ultravioletti per abbronzatura ad una distanza dal piano di esposizione di venticinque trenta centimetri.

Della ditta CORBETTA esistono ben tre tipi, di fotoresist; due liquidi ed uno spray. Il primo tipo liquido fa parte del kit CS66 e corrisponde al metodo positivo; il secondo, sempre liquido; corrispon-



Fig. 4 - Pulizia della lastra ramata prima di procedere alla stesura del fotoresist. L'FD 1 è un ottimo pulitore e previo leggero lavaggio in acqua la lastra è pronta alla sensibilizzazione.

de al metodo negativo e fa parte del kit CS99, anche la bomboletta spray corrisponde al metodo negativo.

Per spalmare il liquido fotosensibile si può usare un pennello di alta qualità oppure si appoggia la basetta ramata su di un piatto giradischi, fatto girare alla massima velocità di 78 giri al minuto, e si fa cadere lentamente il fotoresist, ed automaticamente per mezzo della forza centrifuga la soluzione si distribuirà uniformemente; per ciò che riguarda il processo di essiccazione si disporrà la basetta così trattata in verticale affinché l'eccesso di fotoresist scivoli lentamente verso il basso e venga assorbito da una carta assorbente predisposta.

Con la bomboletta spray il procedimento è di gran lunga più semplificato in quanto è sufficiente, previa la solita pulizia della lastra di vetroresina o bachelite ramata, spruzzare una sola volta in maniera uniforme la suddetta basetta e quindi lasciare essiccare, questa volta, orizzontalmente; attenzione a non creare una superficie troppo spessa di fotoresist.

La bombola spray contiene fotoresist negativo in misura di circa quattrocentocinquanta grammi e corrisponde all'articolo CS704.

Dopo aver esposto la lastra di rame protetta dalla MASCHERA per un corretto trattamento di luce per un tempo variabile fra i due e i quattro minuti, si sviluppa con l' apposito liquido compreso nel relativo kit per due minuti circa e quindi si lava **delicatamente** con acqua e si lascia essiccare nuovamente. Si procederà quindi al procedimento che parallelamente a questo caso in fotografia si chiama di fissaggio e che qui prende il nome più appropriato di corrosione.

Questo procedimento è normalmente ottenuto con del percloruro-ferrico (art. CS 40-41-42) già liquido oppure in cristalli da disciogliere in acqua (CS 43 o 45) atti ad ottenere la perfetta concentrazione desiderata.

Inutile dire che la confezione liquida è più comoda in quanto è normalmente concentrata in modo tale che è sufficiente diluirla in acqua in volume uguale a quello della confezione, cioè un litro di per-



Fig. 5 - Con un pennello morbidissimo, o con uno degli altri metodi descritti nell'articolo, si può stendere uniformemente il liquido sensibile alla luce ultra-violetta.

cloruro-ferrico in confezione liquida con un litro di acqua.

Non è affatto vero che una concentrazione maggiore o minore del corrosivo sia proporzionale al tempo di azione. Per ottenere un tempo di corrosione inferiore sarà sufficiente riscaldare il liquido con il metodo detto a bagno maria. Il tempo di corrosione può essere variabile in dipendenza di altri vari fattori; una soluzione nuova e perfettamente diluita ad una temperatura di circa 45 gradi centigradi il tempo richiesto si aggira intorno ai dieci dodici minuti al massimo.

Indubbiamente, alla fine occorrerà un energico lavaggio e quindi con uno straccetto imbevuto di sviluppo si pulirà, o meglio, si toglie-

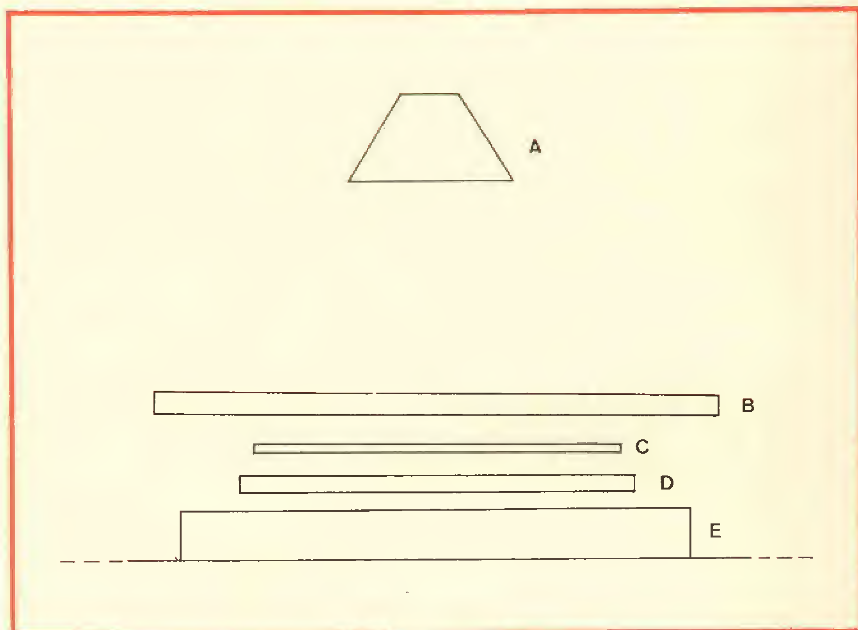


Fig. 6 - Come deve essere disposto ogni singolo elemento per avere una corretta esposizione. a) sorgente di luce — b) vetro o cristallo — c) maschera — d) lastra ramata presensibilizzata — e) spessore di spugna morbida.



Fig. 7 - Bacinella metallica per sviluppare il fotoresist già esposto.

rà tutto il fotoresist rimasto in protezione del rame e che potrebbe dare fastidio al momento della saldatura dei componenti.

Potrà succedere a volte che alcune piste di rame non risultino perfette come si vorrebbe, causa una imperfetta maschera oppure una sbagliata esposizione e quindi una inesatta protezione del fotoresist; in questo caso ancor meglio del solito filo conduttore saldato a mo' di ponte, esiste una comodissima vernice conduttrice (CS64) che permette con una facile stesura a pennello di ridisegnare una pista interrotta, crearne una nuova o riparare una qualsiasi traccia. L'essiccazione di questa vernice è rapidissima all'aria; sarà quindi necessario procedere con una certa sicurezza e velocità.



Fig. 8 - In questa bacinella, che deve essere in plastica od in vetro, viene versato il percloruro-ferrico per il trattamento di corrosione del rame non desiderato.

Questa vernice conduttrice è a base di argento purissimo ed è resistente agli agenti atmosferici ed alle temperature a partire dai −50 gradi fino ai +120 gradi; è quindi impossibile usare su questo composto un qualsiasi saldatore poiché, come è noto, la temperatura dello stagno fuso è nettamente superiore. D'altronde l'essiccazione completa e perfetta avviene in ventiquattro ore e con una essiccazione a forno con una temperatura massima di 120 gradi il procedimento diminuirà di tempo fino ad un minimo di 30-40 minuti aumentando in oltre la conducibilità della vernice stessa, infatti con una essiccazione all'aria per un tempo di una ventina di ore si avrà una resistenza per millimetro pari a 0,065 Ω, mentre a forno ad una temperatura di 120 gradi per 30 minuti si avrà un valore resistivo di 0,025 Ω per millimetro.

Il nostro circuito stampato può considerarsi finito, ma in dipendenza alle nostre esigenze, potrà richiedere ulteriori procedimenti quali ad esempio la stagnatura o l'argentatura o meglio la doratura nonché la metallizzazione dei fori.

Parliamo prima dell'argentatura in quanto il procedimento è il più semplice e dona una immediata conclusione.

Premettiamo che questi sistemi di metallizzazione in argento o in oro od in stagno dei circuiti stampati non richiedono un processo elettrolitico, ma tutto il funzionamento avviene per depositazione chimica del metallo.

Il kit tipo CS53 permette di depositare un denso strato di argento sul rame, o sulle leghe, del circuito stampato ed è pronto per l'uso immediato senza che sia richiesta una particolare diluizione.

L'altro lato positivo sarà costituito dal fatto che tutte le operazioni dovranno essere eseguite a temperatura ambiente fino ad un massimo di 50 gradi, sempre in dipendenza con l'aumentare della temperatura sarà il tempo di deposizione. La superficie di rame dovrà necessariamente essere pulita e sgrassata ed esente da ossidi e ben asciutta prima di procedere all'immersione nel bagno di argento.

Si dovrà quindi pulire e sgrassare perfettamente la superficie dell' oggetto che dovrà essere argentato, anche con il comunissimo VIM e quindi risciacquare energicamente ed a lungo.

Il pezzo dovrà essere immerso nella soluzione «B» del kit CS53, non diluita, per un tempo variabile intorno ai tre ed i cinque minuti ad una temperatura di ambiente, fino ad ottenere al massimo la brillantezza del rame e quindi **immediatamente** risciacquare.

Il secondo bagno di una durata di un minuto e mezzo - due è costituito da acido cloridico al 20% e quindi energicamente occorre lavare l'oggetto da argentare e perfettamente asciugarlo badando di non pregiudicare la pulizia e lo sgrassaggio. Il circuito stampato o l'oggetto è pronto a ricevere la stratificazione di argento.

La soluzione «A» del kit dovrà essere agitata prima dell'uso e quindi si introdurrà il pezzo per un tempo desiderato che potrà variare da un minimo di tre minuti ad un massimo di sessanta minuti, tenendo presente che più l'oggetto rimarrà immerso più lo strato di argento puro avrà spessore.

Terminata l'argentatura si dovrà lavare per un'ultima volta prima in acqua calda e quindi, in acqua fredda ed al fine asciugare.

Potrà accadere che l'argento depositato si ossidi o si macchi, per ovviare a tutto ciò sarà sufficiente pulire leggermente con acido cloridico, che abbiamo già usato, diluito al 20%. Il kit CS52 serve per la doratura a 24 carati.

Unica differenza dal procedimento precedente è costituita dal trattamento nella soluzione «A» dove dovrà essere osservata una determinata temperatura variabile dai 70 gradi minimo ad un massimo di 80 gradi per un tempo dai 15 ai 30 minuti.

Con un trattamento di 30 minuti si può ottenere uno spessore di circa 0,2 - 0,3 micron uniforme su tutta la superficie comunque essa sia modellata.

Altro fatto positivo è che la resistenza alla corrosione è tale che l'oro protegge il rame dai vari agenti corrosivi; per puro esempio esso non viene intaccato se immerso per più di venti minuti nell'acido nitrico in soluzione concentrata.

L'oro con questo procedimento ha un'ottima aderenza oltre che al rame anche al nickel, al cobalto, al molibdeno ecc.

Anche il procedimento del kit CS51 relativo alla stagnatura si differenzia esclusivamente al momento della immersione nella soluzione stagnante o metallizzante.

Il kit CS51 è costituito da una soluzione detta «A» che dovrà essere unita con il contenuto del sacchetto detto «C» unitamente ad una certa quantità di acqua distillata.

Il tempo di immersione in questa soluzione potrà variare intorno ai 15 - 20 minuti ad una temperatura che dovrà aggirarsi intorno ai 70 - 75 gradi centigradi.



Fig. 9 - Terminato il processo di corrosione, la lastra ramata verrà tolta dalla bacinella contenente l'acido e quindi lavata energicamente in acqua.



Fig. 10 - Il fotoresist, che in precedenza aveva protetto il rame, dovrà essere tolto affinché le piste possano, in seguito, subire altri trattamenti.

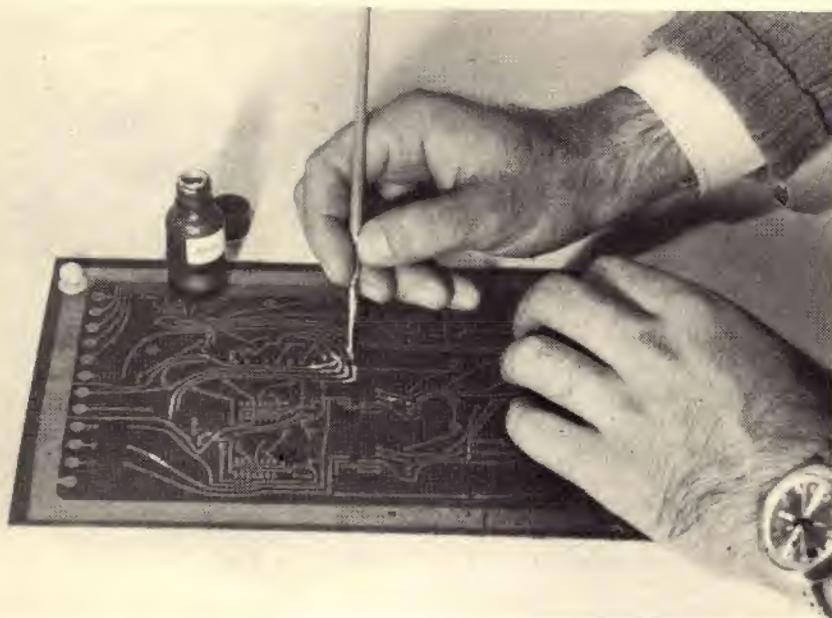


Fig. 11 - Con un pennellino è possibile stendere la vernice conduttrice a base d'argento al fine di ripristinare una pista interrotta o corrosa.

E' da dire che la stagnatura chimica presenta una superficie leggermente appannata a differenza della stagnatura ottenuta con il vecchio sistema a stagno fuso, ma tutto ciò non pregiudica minimamente la qualità della metallizzazione stessa.

E' possibile, túttavia, ottenere questa brillantezza, se desiderata, spazzolando meccanicamente la superficie precedentemente trattata.

Un pezzo, e quindi il circuito stampato, stagnato con questo procedimento permette di ottenere una perfetta saldatura delle parti che compongono il circuito anche quando è difficoltoso causa la superficie ossidata od altra ragione.

Forse qualcuno si potrà chiedere, arrivati a questo punto, quale metallizzazione dovrà essere eseguita in quella o quell'altra occasione.



Fig. 12 - Per pulire il circuito stampato si può usare, in sostituzione dell'FD 1, anche il comunissimo VIM.

In generale si consiglia la stagnatura od ancor meglio l'argentatura, per esempio nelle applicazioni in bassa frequenza o media frequenza; la doratura o sempre l'argentatura in casi particolari, esempio gli stadi di radiofrequenza nonché per quelle parti che si trovano spesso a contatto strisciante.

Per i più raffinati consigliamo di eseguire prima della doratura l'argentatura; questo sistema è consigliato in tutte le parti che compongono gli stadi a radiofrequenza, circuiti stampati, schermi e linee ecc.; infatti tutte queste placchettine di rame od ottone vengono prima argentate e quindi dorate a ventiquattro carati.

Con la tecnica della fotoincisione dei circuiti stampati si è raggiunta una perfezione professionale ed è quindi logico che si è portati ad arrivare a mete sempre più alte ed ambite nella costruzione degli apparati.

Una di queste mete consiste nella compattezza dei cablaggi anche se gli schemi elettrici sono particolarmente complicati.

Uno dei casi più diffusi è quello dove si fa uso di circuiti integrati come ad esempio gli orologi digitali od i frequenzimetri od altri che oltremodo necessitano in gran numero degli integrati.

Con questi componenti e con l' esigenza di raccogliere il tutto in pochissimo spazio si è costretti ad effettuare dei circuiti stampati a doppia faccia; il problema maggiore non sta nel far coincidere, o meglio registrare, le due facce, ma al momento della stagnatura dei componenti si richiede una doppia saldatura, una sul lato dei componenti ed una sulla faccia opposta.

Questo inconveniente potrà essere ovviato metallizzando tutti i fori del circuito stampato, e quindi al momento del cablaggio sarà sufficiente saldare da una sola parte i componenti richiesti.

Il processo di metallizzazione dei fori è piuttosto complesso da spiegare, nonostante sia semplice da attuare; però per non creare confusione tengo a citare integralmente i tre fogli di istruzione che la ditta Corbetta allega al suo kit CS50.

(continua)



GENERATORE PER L'ALLINEAMENTO DEI "BARACCHINI"

a cura di LUBI

Tutti coloro che si occupano della rice-trasmissione «CB» sanno certamente quanto sia utile effettuare con cura l'allineamento dei circuiti ad alta frequenza. L'allineamento eseguito con cura permette infatti di sfruttare a fondo le prestazioni del circuito, e rende massime la portata e la stabilità. Ecco quindi un semplice dispositivo, che chiunque può realizzare con una spesa molto limitata.

Il circuito che stiamo per presentare, descritto da «73 Magazine», è stato realizzato in un primo tempo impiegando una valvola termoionica ed una complessa apparecchiatura di alimentazione, ed è stato in seguito modificato, realizzandolo con l'impiego di un solo transistore, su di una basetta a circuito stampato, alimentando il circuito con una batteria incorporata da 9 V.

Prima di procedere, è bene precisare che nel campo dell'attività «CB» occorre attenersi scrupolosamente alle leggi in vigore, ma altresì che — per provvedere all'allineamento di un dispositivo appartenente appunto a questa categoria — non occorre alcuna licenza.

E' ovvio che gli stadi di ingresso di un ricevitore devono essere accuratamente sintonizzati per poter reagire in modo uniforme nei confronti dell'intera gamma di frequenze, e devono inoltre presentare una buona sensibilità nei confronti di tutte le frequenze comprese nella suddetta gamma. Ciò, naturalmente, se si desidera ricavare il massimo beneficio dall'impianto.

Il metodo consueto mediante il quale si ottengono risultati soddisfacenti consiste nell'effettuare la sintonia nei confronti del centro della gamma, e nel controllare in seguito come l'apparecchio si comporta nei confronti delle estremità della stessa.

In effetti, tuttavia, il procedimento citato è piuttosto superficiale, in quanto sarebbe indubbiamente meglio poter controllare tutti i canali, separatamente. Il procedimento risulta ovviamente più complicato, in quanto è necessario regolare sia la frequenza che l'ampiezza ben ventitre volte in una sola esplorazione della gamma.

Naturalmente, per ottenere un risultato altrettanto positivo sarebbe possibile usare un buon generatore del tipo «sweep», unitamente ad un buon miscelatore per radio frequenza, per controllare il responso nell'intera gamma. E' però necessario considerare che non sempre tali apparecchi sono disponibili nel laboratorio di un dilettante che non sia troppo attrezzato.

E veniamo finalmente al circuito, che illustriamo alla **figura 1.** In origine, si trattava di un ricevitore funzionante a super-reazione, il cui schema elettrico era stato rilevato in un manuale della General Electric.

I ricevitori di questo genere, tuttavia, tendono a restituire all'antenna gran parte dell'energia del segnale. Tenendo quindi presente questo inconveniente, è stata effettuata la prova di ascolto con un ricevitore per comunicazioni, rilevando un forte effetto di modulazione approssimativamente 100 kHz al di sopra ed al di sotto della «portante».

Deducendo che questo poteva essere provocato dalla frequenza del dispositivo «quench», fu deciso di ridurre la frequenza suddetta portandola nella gamma delle frequenze acustiche, semplicemente aumentando il valore del condensatore presente in parallelo al resistore che provvedeva alla polarizzazione di base.

Una volta effettuata questa modifica, il risultato fu assolutamente sorprendente! Tutto ad un tratto l'intera gamma «CB» risultava attiva, ma abbinata ad un livello consistente di «rumore di linea», che a tutta prima sembrava fosse un rumore perfettamente naturale.

In seguito, si provò a mettere in funzione l'oscillatore a battimento, col quale fu possibile constatare la presenza di numerosissime «portanti», disposte a distanza molto breve l'una dall'altra.

Era quindi abbastanza logico intuire che, riducendo la frequenza di funzionamento del dispositivo «quench» si sviluppavano oscillazioni molto più ampie della polarizzazione di base del transistore, ottenendo perciò un effetto di modulazione di frequenza per l'intera gamma.

Questo fenomeno si verifica in modo molto più pronunciato nella gamma dei 27 MHz, con una leggera ricomparsa nella gamma compresa tra 10 e 15 m, sebbene il livello riscontrato entro l'intera gamma sia piuttosto costante.

Ebbene, il livello pressoché costante del segnale a radio frequenza era proprio ciò che risultava più opportuno per semplificare la sintonia degli stadi di ingresso del dispositivo sul quale venivano effettuate le operazioni di messa a punto.

La **figura 2A** rappresenta le dimensioni a grandezza naturale della basetta a circuiti stampati, vista naturalmente dal lato rame, che viene qui illustrata per semplificare la riproduzione di questo utile circuito per coloro che intendono realizzarlo. La **figura 2B** rappresenta invece la posizione dei componenti così come è possibile disporli in base alle caratteristiche del circuito stampato. Essi sono identificati dalla relativa sigla e dal relativo valore, e sistemati nella posizione più opportuna per evitare fenomeni di instabilità nel funzionamento.

Come antenna è possibile usare un tratto di conduttore della lunghezza di circa 2 m, che viene collegato al lato emettitore dell'impedenza per alta frequenza, aggiungendo poi circa 3 m di filo al lato della batteria della stessa impedenza, per realizzare una specie di «contrappeso».

Dal momento che tale lunghezza era piuttosto ingombrante, è risultato opportuno disporre il conduttore verticalmente usufruendo dei rami di un albero che si trovava nelle vicinanze: in mancanza di tale albero, si potrà ricorrere a qualsiasi altro analogo accorgimento.

Occorre ora precisare che, dal momento che il funzionamento di questo dispositivo determina l'irradiazione di un segnale piuttosto forte, ricevibile su qualsiasi canale da parte di ogni ricevitore «CB» presente nel raggio di circa 300 m, è opportuno limitare l'impiego di questo dispositivo al minimo indispensabile, allo scopo di impedire il verificarsi di inutili interferenze nei confronti degli altri utenti della stessa gamma. Oltre a ciò, si rammenti che, se accidentalmente

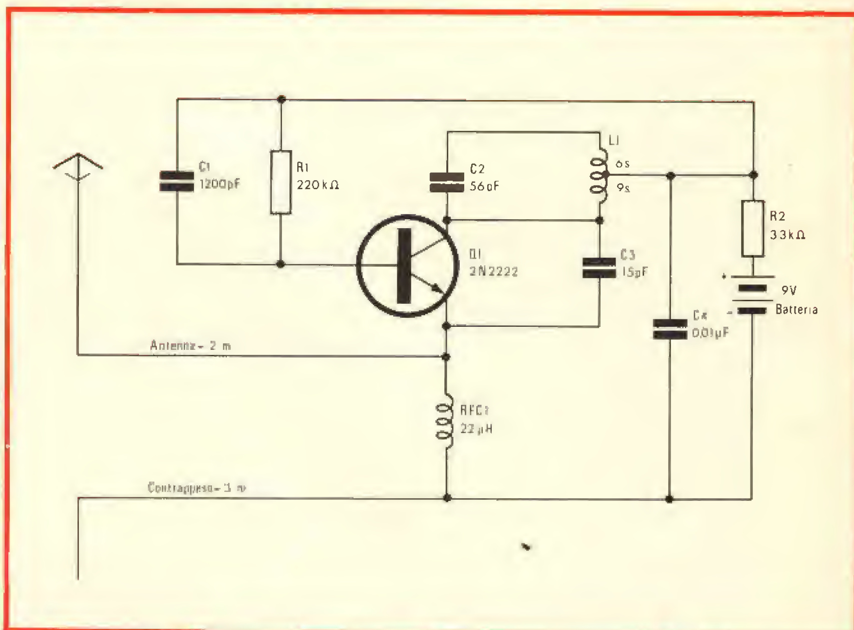


Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo: i dati costruttivi della bobina sono stati forniti nel testo. Per la realizzazione, è opportuno rispettare la disposizione dei componenti suggerita nella figura 2.

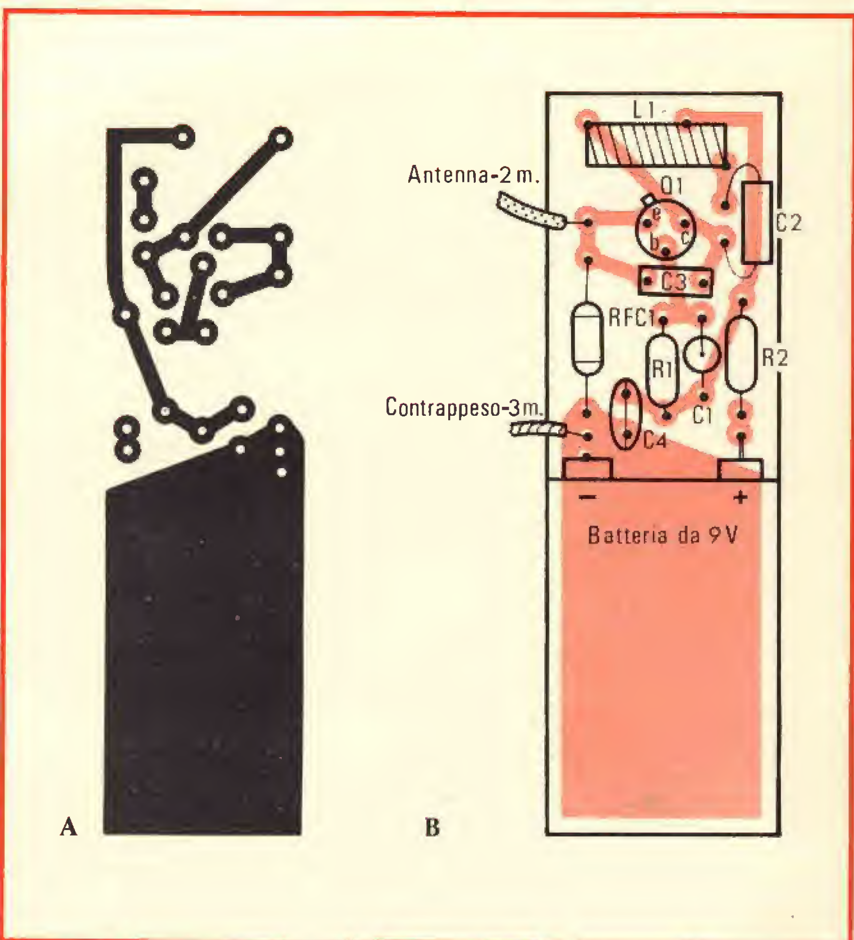


Fig. 2 - A) riproduzione a grandezza naturale della basetta a circuiti stampati, vista dal lato rame: B) disposizione dei componenti necessari per poter usufruire del circuito stampato riprodotto alla figura 2.

lo si dimentica acceso, il dispositivo è in grado di funzionare per oltre un mese, compromettendo inutilmente la ricetrasmissione nella stessa gamma, anche se il segnale irradiato può essere opportunamente sfruttato da tutti gli altri utenti della gamma per allineare il proprio ricevitore. Infatti, alimentando il circuito con una batteria da 9 V, il consumo globale ammonta soltanto a 0,5 mA.

Per quanto riguarda i dati costruttivi, la bobina L1 rappresenta l'unico componente piuttosto delicato: essa consiste in un totale di 15 spire di conduttore di rame smaltato del diametro di 0,65 mm, avvolte su di un supporto avente il diametro di 8 mm, e spaziate tra loro di circa 1 mm. L'intera bobina comporta una presa intermedia in corrispondenza della sesta spira, a partire dall'estremità facente capo alla capacità C2, collegata al collettore del transistore. L'estremità opposta della sezione a 9 spire fa invece capo direttamente al collettore, e costituisce la sezione di sintonia propriamente detta.

L'unica impedenza presente nel circuito deve aver un'induttanza di 22 µH, e non è certamente difficile da reperire in commercio, né da realizzare nell'eventualità che lo si preferisca.

Tutti gli altri componenti sono di tipo convenzionale.

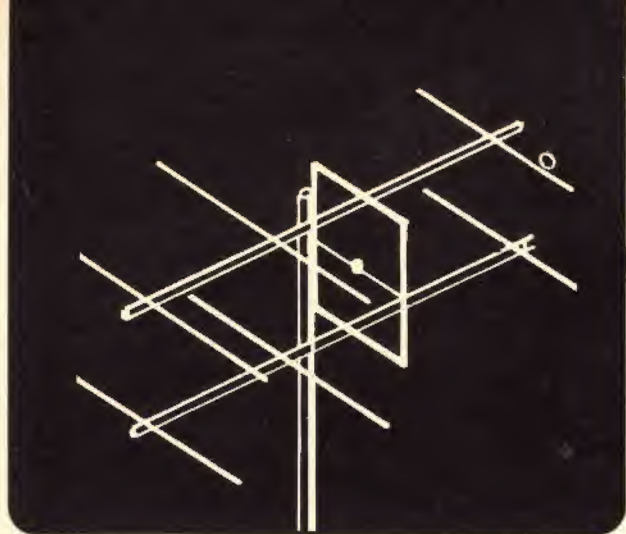
I condensatori dovranno essere preferibilmente del tipo a basse perdite, trattandosi di un circuito che funziona su frequenze piuttosto elevate.

I due resistori possono avere una tolleranza del 10% in più o in meno, in quanto sono previste notevoli variazioni del loro valore, a seconda delle caratteristiche intrinseche del transistore tipo 2N2222, che può naturalmente essere sostituito da un altro esemplare avente le stesse prestazioni.

La basetta a circuiti stampati è di semplice realizzazione, e — volendo — il dispositivo può essere allestito anche con un cablaggio del tipo convenzionale, pur mantenendo le stesse dimensioni del supporto.

L'intero circuito può quindi essere racchiuso in una semplice scatoletta di plastica o di legno, aggiungendo se lo si desidera un interruttore a leva, per includere o escludere la batteria a seconda delle necessità.

Chiunque realizzi questo dispositivo potrà constatare immediatamente il buon funzionamento, in quanto non esistono operazioni di taratura o di messa a punto. Una volta messo in funzione, sarà sufficiente controllarne la potenza di irradiazione con un ricevitore preesistente, e — come già si è detto — limitare l'impiego soltanto ai casi in cui sono effettivamente necessari dei controlli accurati, per non compromettere le comunicazioni effettuate da altri sulla stessa lunghezza d'onda.



RASSEGNA DI ANTENNE

terza parte di I2AT - G. BOSCHETTI

In questo numero continua la descrizione di antenne per radioamatori.
La prima e la seconda parte sono state pubblicate rispettivamente sui fascicoli di Gennaio e Febbraio 1974.

G5RV

Relativamente semplice dal punto di vista costruttivo, questa antenna lavora ottimamente su diverse bande, con valori di ROS più che accettabili che la rendono interessante come antenna di emergenza o di riserva.

Il guadagno è leggermente inferiore a quello del dipolo a $\lambda/2$ orizzontale a causa delle sue perdite insite nel sistema di alimentazione.

In Fig. 38 sono riportati i dati costruttivi dell'antenna operante su tutte le gamme, dai 10 agli 80 metri, mentre in Fig. 39 sono riportati quelli inerenti al funzionamento limitato tra i 10 ed i 40 metri.

I diagrammi di irradiazione non sono esattamente definibili, variando da gamma a gamma, si approssimano però a quelli del dipolo, salvo per qualche gamma dove si nota una tendenza alla omnidirezionalità, con angoli di radiazione verticale molto bassi.

E' conveniente sistemarla ad almeno 8 ÷ 10 metri dal suolo in modo da avere il massimo di efficienza su tutte le gamme.

GROUND PLANE

E' da considerarsi senz'altro una delle antenne più versatili che esistano, largamente diffusa per impieghi fissi e mobili. E' derivata dallo stilo verticale crean-

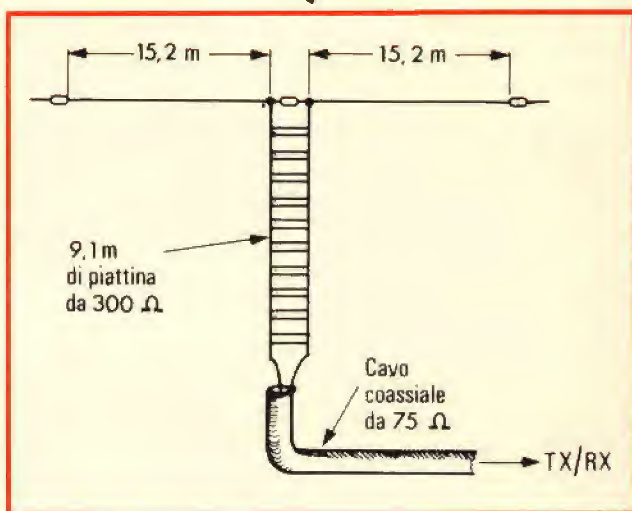


Fig. 38 - G5RV per tutte le gamme HF.

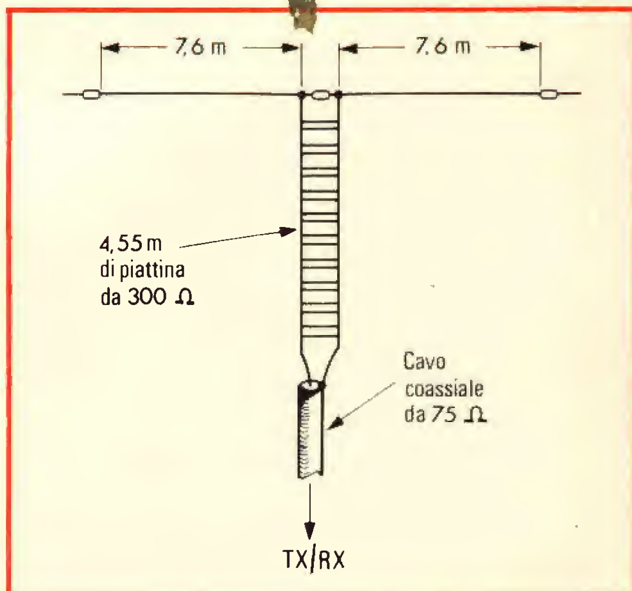


Fig. 39 - G5RV operante dai 10 ai 40 metri.

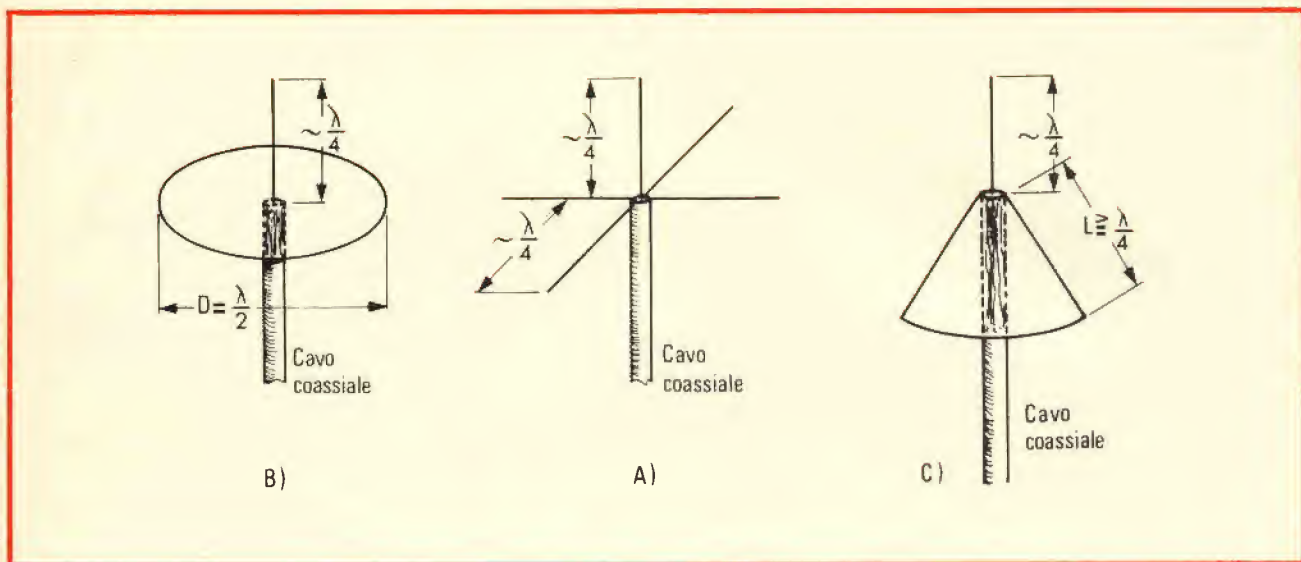


Fig. 40 - Ground plane.

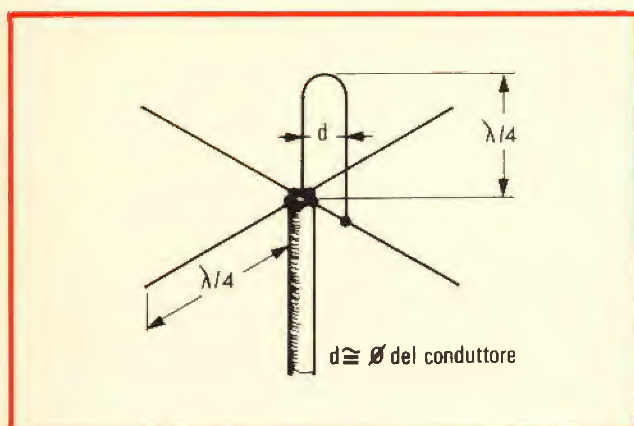


Fig. 41 - Unipolo ripiegato.

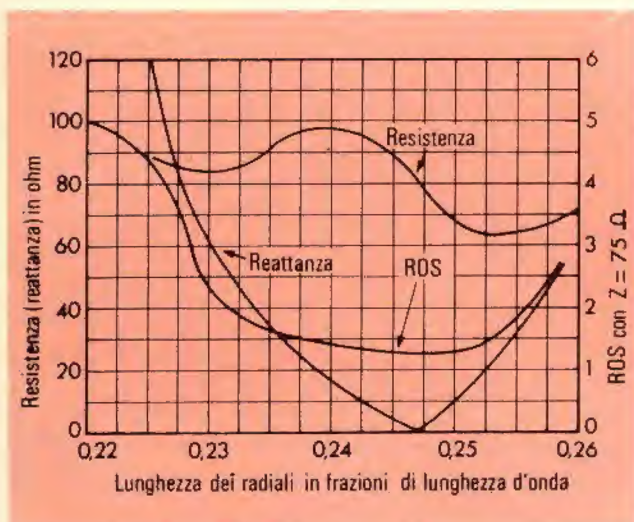


Fig. 42 - Resistenza di radiazione e reattanza dell'unipolo ripiegato in funzione della lunghezza dei radiali.

do un piano di terra artificiale, fisicamente ed elettricamente connesso all'elemento radiante tramite il cavo di alimentazione, svincolandosi così da quelle che possono essere le condizioni del terreno sottostante.

Questo piano è generalmente formato da un certo numero di fili di rame lunghi λ/4 alla frequenza di funzionamento dell'antenna. (Fig. 40-a).

L'ideale sarebbe quello di usare un disco di rame od ottone con diametro uguale a λ/2 (Fig. 40-b); cosa fattibile sulle UHF ma alquanto problematica per la HF dove si preferisce normalmente optare per un certo numero di fili (4 ÷ 6) disposti a raggiera con risultati più che lusinghieri.

Questa antenna ha buone caratteristiche di radiazione anche se è posta al livello del suolo e non ci sono grandi variazioni sollevandola, a meno che questo comporti la possibilità di superare ostacoli circostanti.

La resistenza di radiazione è molto bassa (10-30 Ω) creando qualche problema per quanto riguarda l'alimentazione con i normali cavi coassiali da 50 o 75 Ω; il problema è per altro risolvibile inclinando opportunamente i radiali, minimizzando le onde stazionarie.

L'impedenza di 50 Ω si ottiene con una inclinazione dei radiali (o piano di terra che dir si voglia) di circa 45° (Fig. 40-c), mentre per 75 Ω occorrerebbe aumentare ancora l'inclinazione approssimandosi alla configurazione di un dipolo λ/2 verticale, cosa che comporta difficoltà di ordine pratico.

L'antenna ovviamente è omnidirezionale e l'angolo di radiazione verticale è dell'ordine dei 10° - 20° rendendola ottima per collegamenti a lunga distanza.

L'inconveniente pratico è quello di essere particolarmente sensibile ai disturbi di carattere industriale (QRN), essendo questi prevalentemente polarizzati verticalmente e quindi più adatti ad essere captati dal-

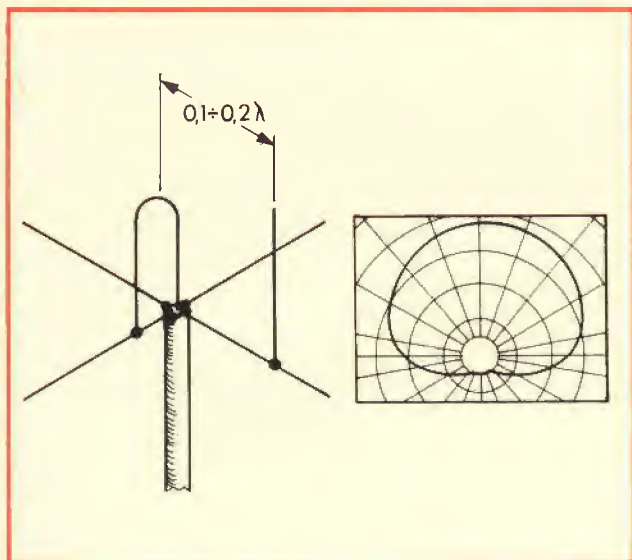


Fig. 43 - Unipolo ripiegato direttivo.

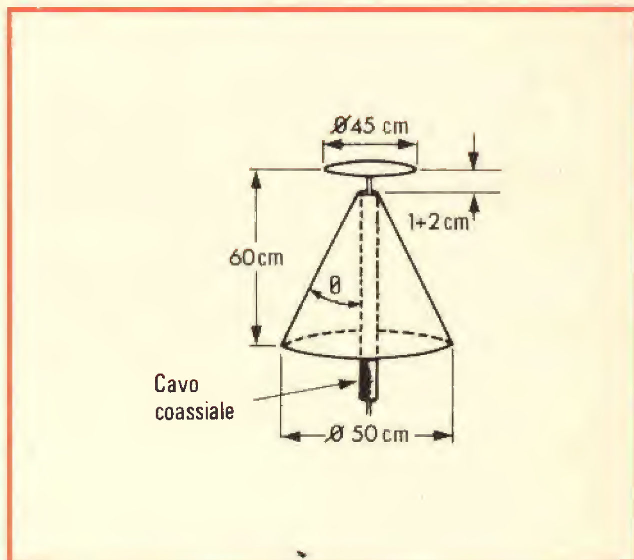


Fig. 44 - Discone.

la «Ground plane» che presenta lo stesso tipo di polarizzazione.

Il guadagno è dell'ordine di 1 ÷ 2 dB sull'isotropico e buona parte di quanto detto per lo stilo verticale è valido anche per questa antenna.

UNIPOLO RIPIEGATO

E' una variante della «Ground plane» che presenta una resistenza di radiazione più alta e quindi più adatta ad essere alimentata con cavi da 75 Ω. L'elemento radiante invece di essere lungo λ/4 è lungo λ/2 ed è ripiegato verso massa.

In Fig. 41 sono riportati i dati costruttivi dove i radiali sono a 90° rispetto all'elemento radiante, salvo un ritocco dell'angolo per poter raggiungere il miglior adattamento. L'andamento della resistenza di radiazione e della reattanza in funzione della lunghezza dei radiali è riportata in Fig. 42.

Ha un'area di cattura superiore a quella della «Ground plane» mentre il guadagno è pressoché identico.

Un vantaggio abbastanza importante è quello di avere una banda passante molto larga mentre i diagrammi di radiazione sono all'incirca uguali a quelli della «Ground plane».

Nel caso non sia necessario sfruttare le caratteristiche omnidirezionali ma, anzi, si preferisca avere una certa «direzionalità», questo lo si può ottenere aggiungendo un elemento riflettore ad una certa distanza da quello centrale (Fig. 43).

DISCONE

E' derivata dall'antenna «biconica» rimpiazzando una sezione con un disco ed assumendo quindi la con-

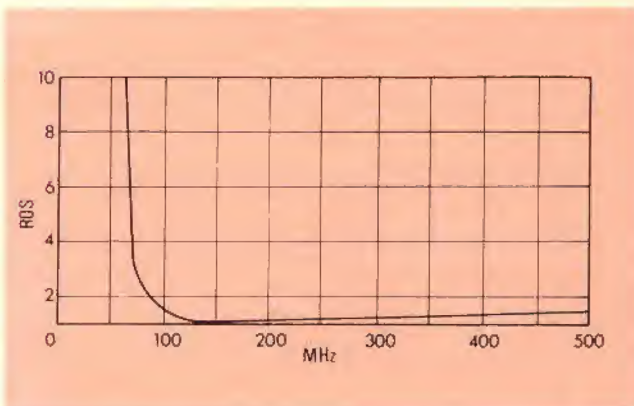


Fig. 45 - Andamento del ROS dell'antenna di figura 44.

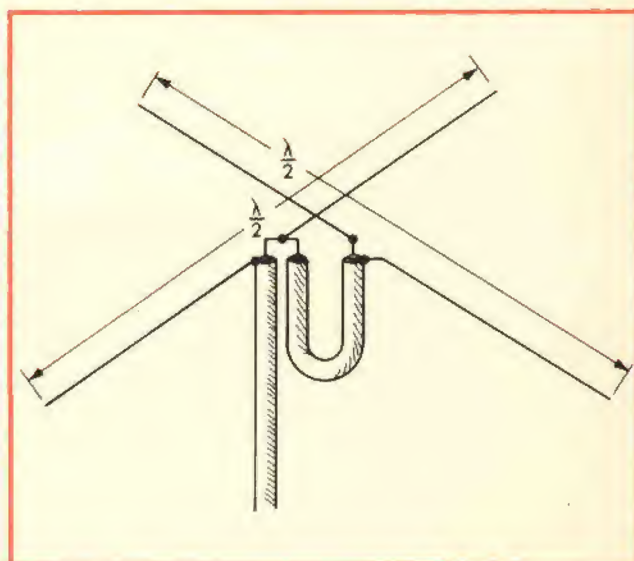


Fig. 46 - Turnstile.

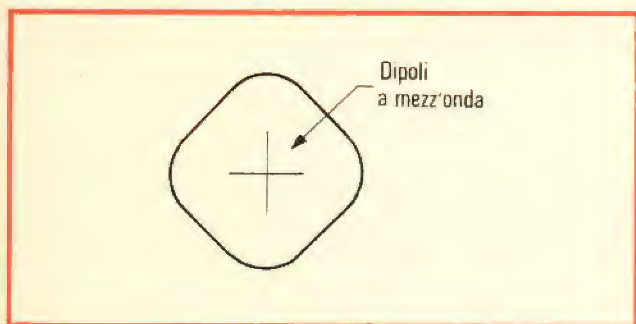


Fig. 47 - Diagramma di radiazione della «turnstile» sul piano orizzontale.

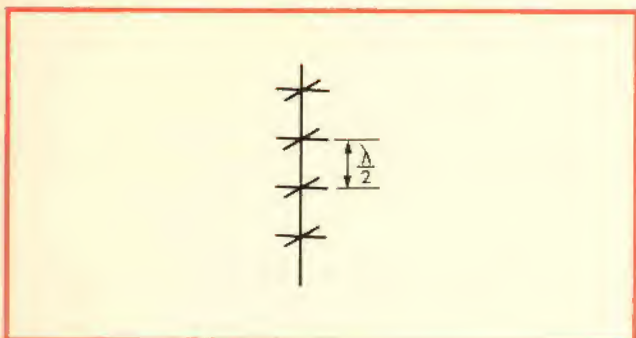


Fig. 48 - Sistema di più «turnstile».

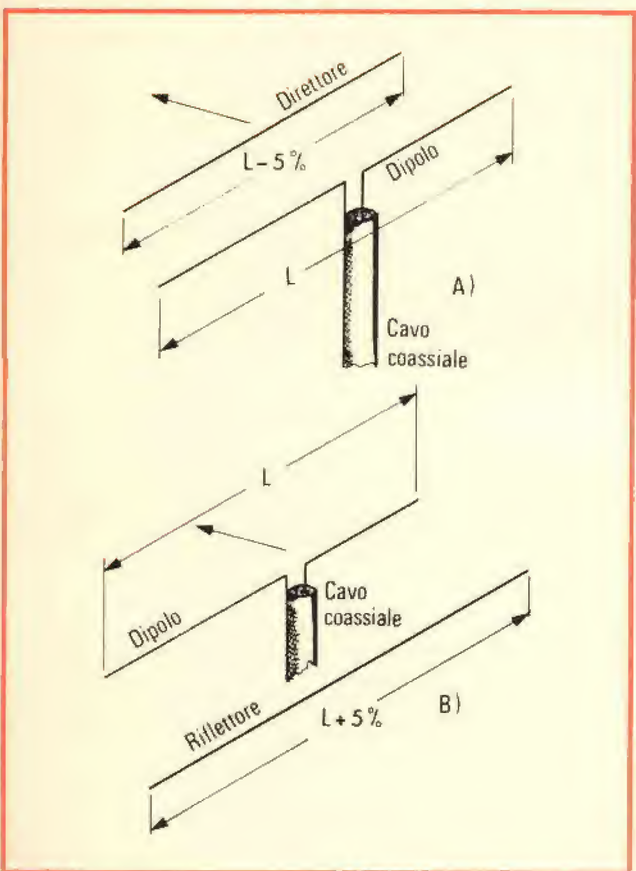


Fig. 49 - Antenna Yagi formata da un dipolo e da un elemento parassita.

figurazione di Fig. 44 che non si discosta troppo, nel contempo, da quella della «Ground plane».

Caratteristica peculiare di questa antenna è di avere una banda estremamente larga, sfruttabile al fine di avere un sistema radiante che possa operare ad esempio indifferentemente sui 144 e 432 MHz.

Le condizioni migliori si ottengono con Θ prossimi a 30°.

Il fatto di avere una banda larga non pregiudica la possibilità di avere dei buoni ROS sulle gamme che interessano; si ottengono infatti valori inferiori al 2 : 1 su campi di frequenza dell'ordine di 5 a 1.

I diagrammi di irradiazione sui due piani sono variabili in funzione della frequenza di impiego; ad ogni modo l'angolo verticale è abbastanza basso mentre per quanto riguarda il piano orizzontale la tendenza principale è verso la omnidirezionalità.

Le dimensioni per una antenna con frequenza di taglio inferiore, di 90 MHz, sono riportate nella Fig. 44 mentre in Fig. 45 è riportato l'andamento del ROS su tutta la banda.

L'impedenza è di 50 Ω ed il guadagno di 2 dB sull'isotropico.

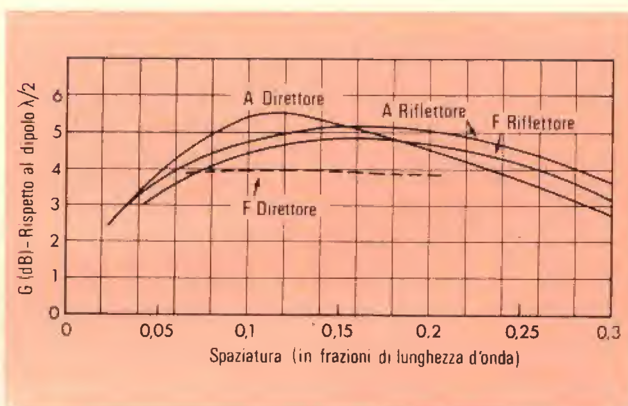


Fig. 50 - Andamento del guadagno (A) e del front-to-back (F) di una «due elementi» Yagi in funzione della posizione del «parassita».

TURNSTILE

E' essenzialmente costituita da due dipoli a λ/2 messi ortogonalmente e sfasati tra di loro elettricamente di 90°. Lo sfasamento è ottenuto tramite una porzione dello stesso cavo coassiale che alimenta il sistema, che va da un dipolo all'altro e la cui lunghezza è pari a λ/4 alla frequenza d'impiego (Fig. 46).

La polarizzazione è orizzontale e il diagramma di radiazione su questo piano si approssima ad un cerchio, come si può vedere dalla Fig. 47 mentre quello sul piano verticale è pressoché quello del dipolo a λ/2 orizzontale.

Il guadagno è dell'ordine dei 2 dB sull'isotropico e l'impedenza è di 75 Ω.

Impiegando un certo numero di simili antenne, sovrapposte l'una all'altra e spaziate tra di loro di una

TABELLA 4	
N.	**Guadagno**
2	3,7 dB
4	6,7 dB
6	8,7 dB
8	10 dB
10	11,1 dB
12	12,1 dB
16	13,4 dB

distanza pari a metà della lunghezza d'onda, la direttività del sistema viene notevolmente aumentata come pure il guadagno (Fig. 48).

Nella tabella 4 sono riportati i guadagni ottenibili con un numero di turnstile compreso tra 2 e 16.

YAGI - UDA

Questa antenna è ricavata dal dipolo elementare aggiungendo un certo numero di elementi «parassiti» che agiscono elettricamente, in funzione della loro lunghezza e distanza dall'elemento radiante sull'elemento stesso, modificandone il campo irradiato e concentrando più o meno l'irradiazione in una direzione preferenziale, che è però sempre nella direzione del direttore.

Il suo nome deriva da quello dei due ricercatori che per primi studiarono ed approfondirono questo sistema.

Normalmente viene considerato il caso di una antenna con due elementi parassiti (un «direttore» più corto del 5% dell'elemento radiante ed un «riflettore» più lungo della stessa quantità) che costituiscono la classica e diffusa «3 elementi».

Antenne con più elementi danno un guadagno superiore ma normalmente il loro impiego è confinato nelle gamme VHF ed UHF essendo la costruzione ed installazione di simili antenne per le bande HF (3,5 - 30 MHz) ricca di problemi di carattere pratico a causa delle grandi dimensioni che assumono. C'è anche da tener presente che il guadagno per elemento diminuisce all'aumentare degli stessi.

In queste antenne è da tenere in considerazione un altro parametro, oltre a quelli precedentemente consi-

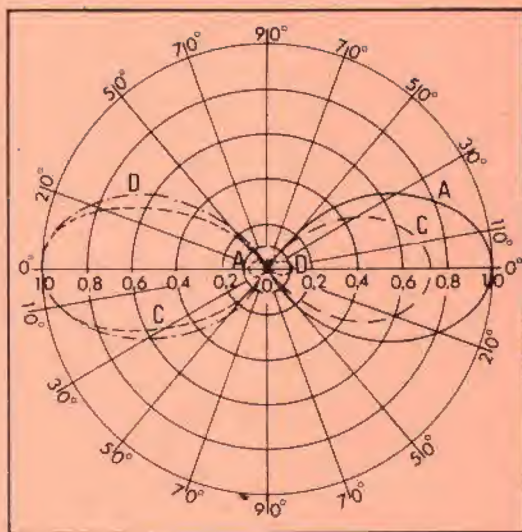
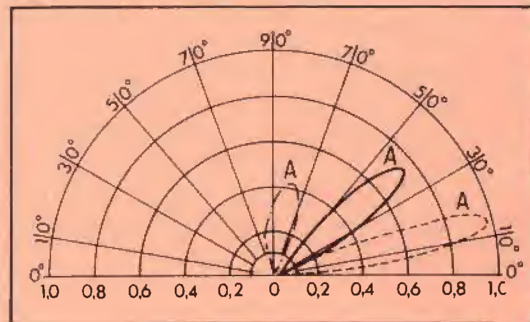


Fig. 51/A - Diagramma di radiazione orizzontale di una «due elementi» con spaziatura 0,1 λ, per diverse condizioni. A = max guadagno con il direttore. C = max guadagno con il riflettore. D = riflettore accordato per il max rapporto avanti-dietro.



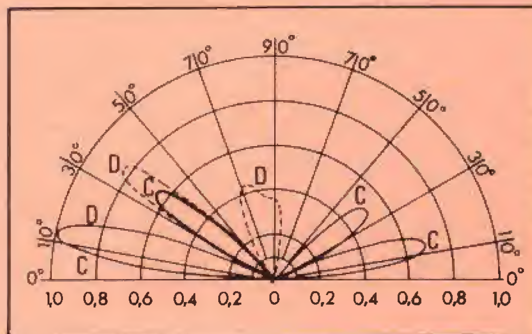


Fig. 51/B - Diagramma di radiazione verticale di una «due elementi» Yagi con spaziatura 0,1 λ, per diverse condizioni. A = max guadagno con il direttore. C = max guadagno con il riflettore. D = riflettore accordato per il max rapporto avanti-dietro.

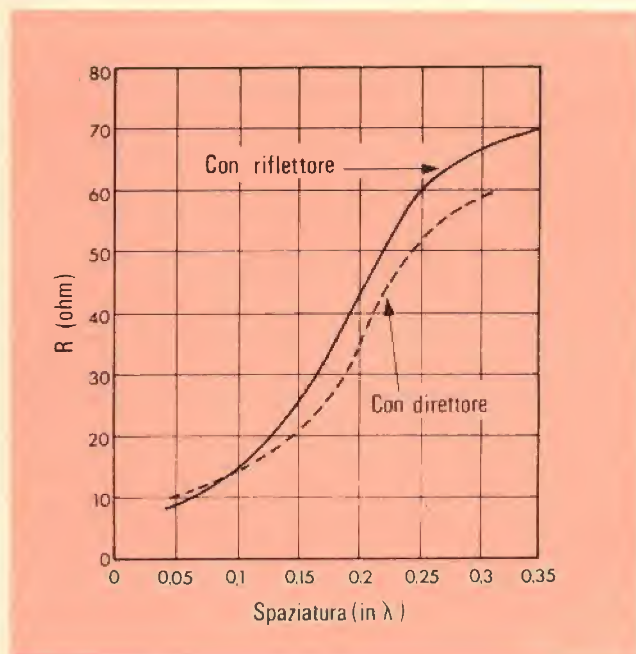


Fig. 52 - Andamento della resistenza di radiazione di una «due elementi» in funzione della posizione dell'elemento parassita.

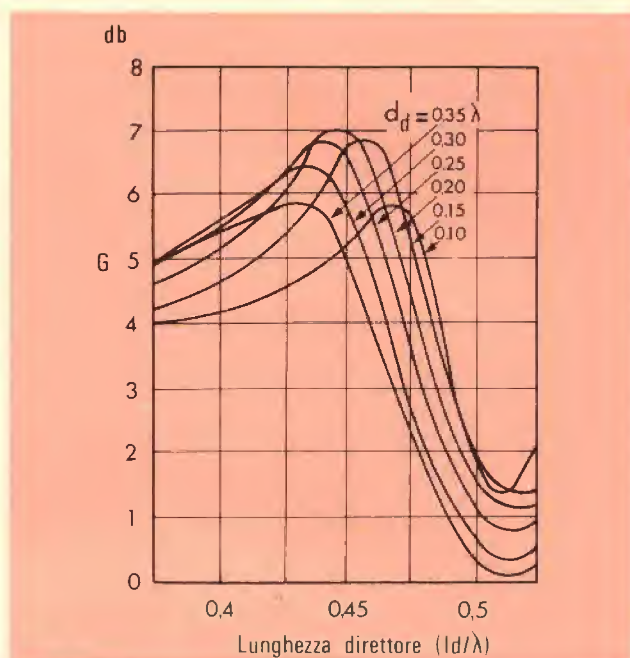


Fig. 54 - Guadagno di una «tre elementi» in funzione della spaziatura del direttore con riflettore a 0,25 λ.

derati, cioè il «rapporto avanti-dietro» (o front-to-back); esso rappresenta l'attenuazione che subisce un segnale tra quando l'antenna è orientata nella sua direzione e quando, invece, è orientata esattamente nella direzione opposta.

Il massimo di questo valore non corrisponde però al massimo del guadagno ottenibile.

Da quanto sin qui detto appare chiaro che tutto l'insieme non è facilmente riconducibile ad una chiara e semplice schematizzazione che permetta di conoscere il valore dei parametri fisici per cui quelli elettrici sono massimizzati, essendo innumerevoli le combinazioni, ottimizzazioni ed interazioni tra di loro che concorrono, caso per caso, a far sì che questo o quel para-

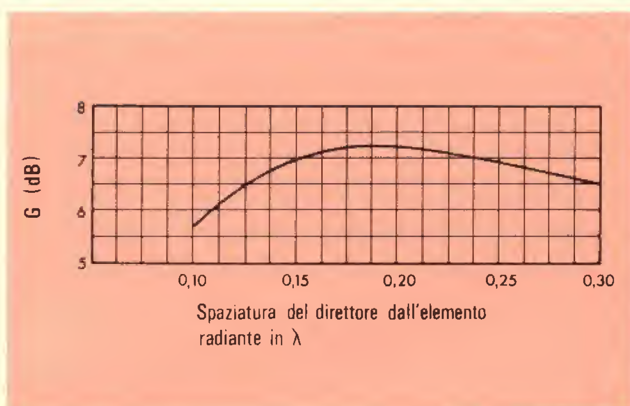


Fig. 55 - Guadagno in funzione della posizione del direttore con riflettore a 0,2 λ.

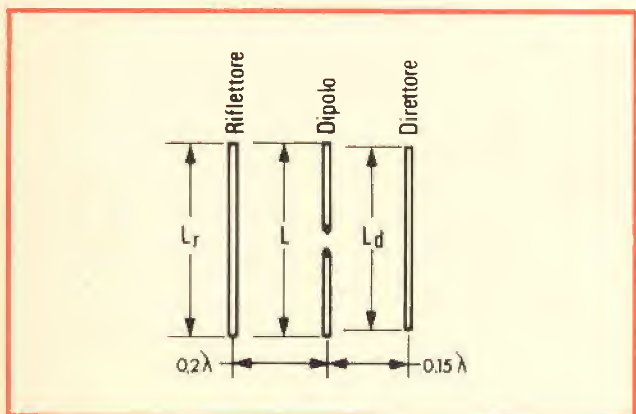


Fig. 53 - «Tre elementi».

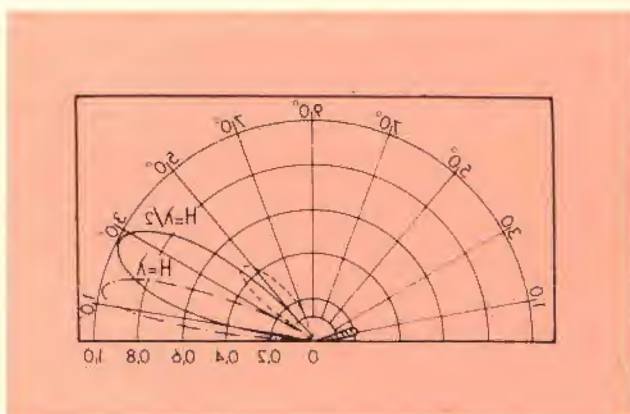


Fig. 56 - Diagramma di radiazione verticale in funzione della altezza H dell'antenna di figura 53.

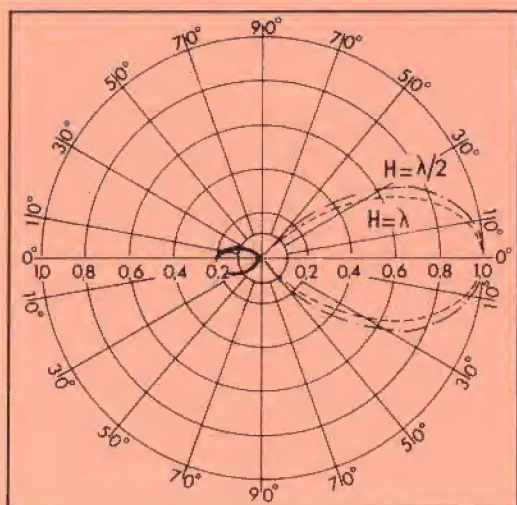


Fig. 57 - Diagramma di radiazione orizzontale in funzione dell'altezza H dell'antenna di figura 53.

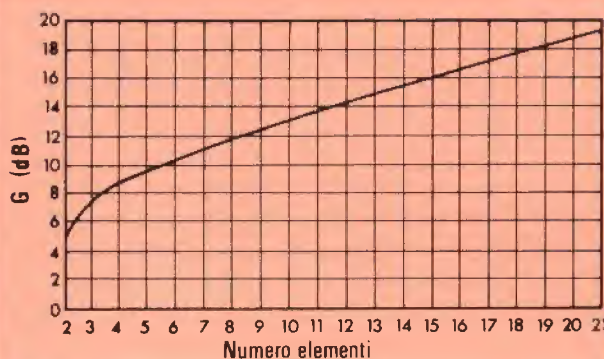


Fig. 58 - Guadagno di una Yagi in funzione del numero di elementi impiegati.

metro elettrico sia ottimizzato con l'impossibilità però di verificarli tutti contemporaneamente.

Si analizza quindi anzitutto, il caso di un solo elemento parassita aggiunto, che può essere indifferentemente un «direttore» od un «riflettore» in funzione della sua lunghezza rispetto al dipolo (Fig. 49).

Questa condizione è forse la meno comune ma è quella analizzabile in maniera più semplice e completa, formando nel contempo la base per l'analisi della «tre elementi».

In fig. 50 è riportato l'andamento del guadagno, rispetto al dipolo a λ/2 in funzione della spaziatura (distanza in frazioni di lunghezza d'onda) dell'elemento parassita rispetto al dipolo; è pure riportato l'andamento del «front-to back» nei due casi.

I diagrammi di radiazione nei due piani assumono andamenti diversi in funzione del tipo di parassita adottato e del tipo di ottimizzazione voluto; si hanno così i diagrammi riportati in Fig. 51A e 51B che riguardano una due elementi con una spaziatura di 0,1 λ.

La presenza dell'elemento parassita va anche ad influire sulla resistenza di radiazione del radiatore che, da valori prossimi a 73 Ω, scende a valori anche molto bassi secondo una legge principalmente legata alla spaziatura ed il cui andamento è riportato in Fig. 52.

Questo fatto rende certe volte problematica l'alimentazione di queste antenne per mezzo dei normali cavi coassiali a 50 Ω, che avviene quindi normalmente avvalendosi di opportuni adattatori tipo T-match, gamma-match, ecc. ampiamente descritti sui libri riguardanti questa materia.

Sovente viene anche impiegato come radiatore il dipolo ripiegato o «folded dipole» che oltre a funzionare da trasformatore d'impedenza, presenta caratteristiche di banda molto larga.

Passando ad analizzare la «3 elementi» di Fig. 53 le cose si complicano, per i ben noti motivi discussi in precedenza, e si rende necessario esaminare solo alcuni casi particolari, largamente sfruttati in pratica.

In Fig. 54 è riportato ad esempio l'andamento del guadagno ottenibile in funzione della lunghezza e spaziatura del direttore, con una simile antenna, avendo posto il riflettore a 0,25 λ dal radiatore, mentre in Fig. 55 è riportato quello ottenibile in funzione della sola spaziatura, fissata che sia la lunghezza del direttore a 0,45 λ e la posizione del riflettore a 0,2 λ.

I diagrammi di radiazione nei due piani, per una antenna con riflettore a 0,2 λ e direttore a 0,15 λ, sono riportati nelle figure 56 e 57 in funzione anche dell'altezza alla quale è sistemata.

Come si nota il piano più sensibile è quello verticale che è anche il più importante nei collegamenti a lunga distanza, ne consegue che l'altezza dell'antenna dal tetto va scelta con un certo criterio al fine di non precludersi la possibilità di buoni collegamenti.

Il diametro del conduttore impiegato per la costruzione degli elementi non è privo di importanza essendo la lunghezza ottima dell'elemento e la larghezza di banda dell'antenna parzialmente funzione di questo parametro; c'è da dire, però, che questa interazione si minimizza impiegando diametri piuttosto grossi, con il vantaggio altresì di allargare la banda dell'antenna.

Per conoscenza, in figura 58 viene riportato l'andamento del guadagno massimo-teorico ottenibile in funzione del numero di elementi impiegati, ottimizzati che siano i valori di spaziatura nelle varie condizioni.

(continua)

5°
telaietto
TENKO

LO STADIO DI RIVELAZIONE E DI BASSA FREQUENZA

a cura di I2JJK - Franco SIMONINI

La Tenko ha presentato in ordinata successione tutta una serie di telaietti con cui è possibile costruire un ottimo ricetrasmettitore FM modulare a 12 canali con possibilità di controllo strumentale dell'intensità del campo ricevuto e trasmesso e dalla precisione di frequenza rispetto al valore nominale del canale ricevuto.

Così è stato pubblicato un articolo per:

— il trasmettitore base modulato in FM (n. 3/1973)
— l'amplificatore di potenza da 15 ÷ 18 W (n. 5/1973)
— lo stadio di amplificazione RF e di prima conversione del ricevitore (n. 6/1973)
— lo stadio di seconda conversione (n. 9/1973)

ed ora:

— gli stadi di rivelazione e bassa frequenza.

In fig. 3 è illustrata anche la quarziera per 12 canali di cui parleremo sia pure in modo succinto, in un prossimo articolo.

Questi telaietti permettono la massima libertà di realizzazione all'«OM» anche da chi è ai primi passi nel mondo della radio, e consentono pure un certo risparmio di prezzo sui modelli convenzionali.

Soprattutto si può così entrare piano piano con la mente nei circuiti seguenti di pari passo i trucchi relativi alle realizzazioni.

Non solo, ma questi telaietti possono venire impiegati ciascuno come un tutto a sè stante per completare od arricchire (è specialmente il caso dello stadio finale di potenza) dei circuiti già realizzati.

Così è anche per questo stadio di rivelazione FM ed amplificazione a bassa frequenza che può venire introdotto senza difficoltà anche in altri ricevitori già realizzati per adattarli alla ricezione FM.

Vediamone le caratteristiche elencate in tabella 1.

LO SCHEMA ELETTRICO

L'ingresso del telaietto fa capo alla base di un transistore (Tr1) funzionante come «emitter-follower». Con ciò si ottengono due vantaggi pratici e cioè:

— un'alta impedenza di ingresso sempre utile per «caricare» poco il circuito precedente e rendere il telaietto adattabile a qualsiasi stadio precedente purché operi a 455 kHz di frequenza intermedia.
Il condensatore di accoppiamento è previsto nel precedente circuito TENKO. Se si impiega un diverso telaietto di media, sarà necessario inserire un condensatore da 10.000 pF tra la uscita di detto telaietto e l'ingresso (n. 1) di quello qui descritto.
— una impedenza di uscita di «emitter» piuttosto bassa che permette di disaccoppiare fra loro l'ingresso al circuito integrato μI1 di rivelazione FM dalla catena di amplificazione e rivelazione per l'S.M. (Signal Meter).

Il μI1 è un classico circuito integrato di demodulazione FM operante come «comparatore a coincidenza».

Richiede un solo circuito di sintonia (L1) risonante sui 455 kHz e permette anche il controllo del «∅ discriminatore».

Basterà collegare ai piedini 5 e 6 uno strumento da 200 μA e regolare sul centro scala ritoccando la posizione della spazzola del potenziometro P1.

Naturalmente entrando con un segnale di esatti 455 kHz, (con controllo digitale), se occorre con adatte commutazioni, si potrà impiegare lo stesso «S meter» (signal meter) pure previsto come strumento da 200 μA.

Il controllo di zero del discriminatore è importante in quanto permette di stabilire di quanto «sgarra» dal nominale la frequenza del corrispondente. Allo scopo lo strumento potrà venire, se il caso, tarato in kHz in + e — fuori sintonia.

Questo non è l'ultimo vantaggio di un moderno discriminatore a circuito integrato che permette, tra l'

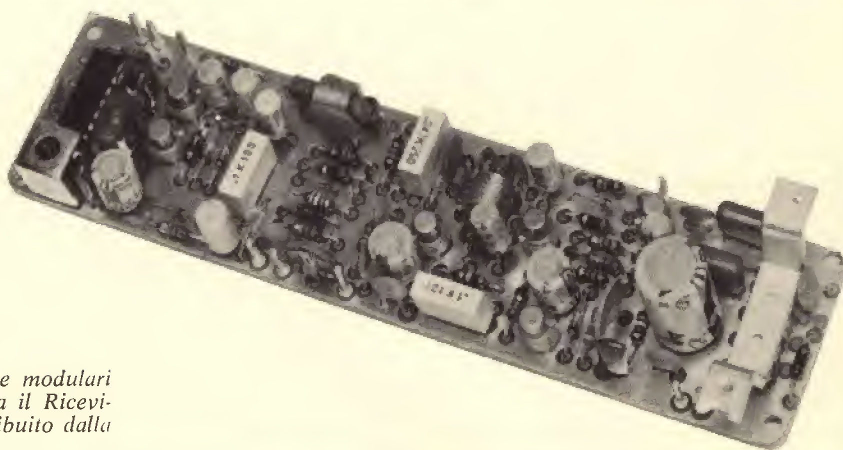


Fig. 1 - Costruito con misure modulari ecco il telaietto che completa il Ricevitore FM della TENKO, distribuito dalla GBC.

altro, un'ottima reiezione dell'AM.

Il circuito del «Signal Meter», cioè del misuratore di campo, è realizzato, con una certa larghezza di mezzi, con due transistori (TR2 e TR3) amplificatori RC aperiodici in circuito Darlington che alimentano il circuito di rettificazione a radiofrequenza che segue.

I resistori R4 e R5 realizzano il partitore di polarizzazione di TR3 disaccoppiato in collettore da C32.

R7 opera come resistore di carico di collettore di TR3 ed il condensatore C11 passa la radiofrequenza a 455 kHz al circuito duplicatore costituito dai diodi Rd2 e Rd3 con R9 resistore di carico e C12 condensatore di livellamento.

Il segnale in corrente continua che si localizza ai capi dei terminali 3 e 4 permette un controllo dell'intensità del campo.

Lo strumento da 200 μA dovrà venire tarato in modo da indicare S9 con 100 μV in ingresso e via via S8, S7, S6, S5, S4, S3 ecc. con riduzioni di 6 dB per ogni «punto» di lettura e cioè rispettivamente 50, 25, 12.5, 6.25, 3.12, 1.56 μV ecc.

Per segnali superiori a S9 si dovranno avere indicazioni per S9+ +10, +20, +30, +40 dB.

Allo scopo di tarare la scala dello strumento sarà necessario disporre di un comando costituito da una resistenza semifissa disposta in serie od in parallelo allo strumento da 200 μA.

Questo comando non è stato compreso nel telaietto per un motivo ben preciso. Esso infatti dipende come valore dalla resistenza interna dello strumento adottato. Questo componente (all'incirca di 1 kΩ di valore) dovrà quindi venire scelto a parte ed acquistato con lo strumento dall'OM che si interesserà al montaggio del telaietto.

Entrambi gli strumenti (od un solo strumento commutato opportunamente) daranno una indicazione stabile grazie all'azione dello zener Rd1, disposto con R12 sulla alimentazione a 12 V, che la riduce a 9 V stabilizzandola opportunamente in modo che le variazioni di tensione, provocate principalmente dai richiami di corrente nello stadio di bassa frequenza, non possano influire sulle indicazioni dello strumento.

Si notino il condensatore C9 destinato a fugare a massa le tracce di radiofrequenza e C19, C33 e C30 del tipo elettrolitico per filtrare invece le componenti a bassa frequenza presenti sulla alimentazione a 12 V.

Interessante è il circuito di silenziamento o «Squelch». In as-

TABELLA 1

CARATTERISTICHE TECNICHE

Ingresso:	ad alta impedenza a 455 kHz
Comando strumenti:	indicazione (stabilizzata contro le variazioni di tensione di alimentazione) della intensità di campo e dello zero del discriminatore.
Comandi:	di volume e «squelch»: realizzati tramite potenziometri esterni; di zero discriminatore tramite potenziometro semifisso sul telaietto
Alimentazione:	generale a 12 V e per la rivelazione stabilizzata a 9 V
Consumo a medio volume di bassa frequenza:	30 ÷ 50 mA
Potenza massima di uscita su altoparlante da 48 Ω:	4 W
Terminali:	1-2 ingresso a 455 kHz 3-4 collegamento «S meter» 5-6 collegamento «Ø discriminatore» 7-8-9 potenziometro di «squelch» 10-11-12 potenziometro di volume 13-14 altoparlante di uscita BF

senza di segnale è presente in uscita un segnale prodotto in pratica dall'agitazione termica degli elettroni ed è distribuito uniformemente su di un vasto spettro di frequenze.

Detto segnale ovviamente scompare quando arriva della radiofrequenza in ingresso al radioricevitore.

Il rumore di fondo, tecnicamente detto anche «rumore bianco» può quindi venire sfruttato per silenziare o, come si dice spesso «squelciare» (brutto termine!) il ricevitore nei momenti in cui non si ricevono segnali.

Il circuito risonante L2 (con condensatore di sintonia incorporato come nel caso di L1) viene così sintonizzato su di una banda ai limiti di quella acustica. Tramite R13 e C13 esso seleziona un segnale corrispondente alla presenza di rumore in uscita.

C31 toglie i residui di radiofrequenza. Ai capi dei terminali 7, 8 e 9 viene disposto un potenziometro di 5 kΩ per la regolazione della «soglia di Squelch». Per il minimo valore di rumore di fondo cioè che si può silenziare il ricevitore. Si ottiene così il minimo di desensibilizzazione del ricevitore. In pratica basterà un segnale di 0,5 ÷ 0,8 μV in arrivo per eliminare l'influenza dello «squelch» e permettere la ricezione della bassa frequenza.

L'amplificatore costituito da TR4 e TR5 comporta infatti una notevole sensibilità, sebbene la resistenza di controreazione R17 ne stabilizzi sensibilmente il funzionamento a spese dell'amplificazione complessiva.

Si tratta oltretutto di un circuito sensibile ma pure di consumo limitato che alimenta un circuito rettificatore in duplicazione di tensione che utilizza i diodi Rd4 ed Rd5 oltre ad un circuito successivo di livellamento costituito da R20 e C20.

Il segnale di «squelch» in corrente continua corrispondente al rumore di fondo può così agire su Tr6 che, disposto ai capi di C22 come tratto Emitter - Collector, interdice di fatto il segnale di bassa frequenza verso il potenziometro di volume in modo da silenziare il ricevitore.

Il circuito di bassa frequenza è costituito in pratica dal classico circuito integrato μl2 che permette ben 4 W di potenza massima di uscita.

I componenti riportati nello schema a corredo del circuito integrato sono quelli consigliati dalla Casa costruttrice.

Tra i terminali 13 e 14 va collegato l'altoparlante. E se questo è di modeste dimensioni è consigliabile disporre, per ovvi motivi, 5-10 Ω in serie al circuito della bobina mobile.

LA REALIZZAZIONE

La fig. 3 mostra il telaietto qui descritto disposto immediatamente dopo la quarziera. Questa vista di assieme è interessante perché permette di constatare di fatto la rigida normalizzazione con cui sono stati dimensionati i vari telaietti.

In effetti il telaietto qui descritto è lungo quanto un modulo (e cioè 155 mm.) e largo 2/3 di un modulo, cioè 40 mm.

Con questa intelligente disposizione l'«OM» potrà articolare a suo piacimento la disposizione di vari pezzi, come meglio crede, utilizzando un contenitore che, come dimensioni, fa più al caso suo. Presenteremo in seguito un esempio di realizzazione.

Come già ricordato nei precedenti articoli, i telaietti possono venire accostati a piacere in quanto sono tutti realizzati con doppia metallizzazione dorata e coperta da un film plastico di protezione.

Di fatto essi sono schermati e non si possono quindi influenzare mutuamente anche perché non si hanno punti «caldi» scoperti come in altri telaietti in commercio.

Ovviamente questi accorgimenti fanno salire un poco i costi ma in misura modesta, tale da venire senz' altro accettati, visti i vantaggi che si conseguono e tra l'altro la professionalità e la stabilità (specie quanto a sicurezza da inneschi) che porta ovviamente con sé la doppia metallizzazione, di cui una è generalmente impiegata per il circuito e l' altra per lo schermaggio ed i ritorni di chiusura a massa dei vari circuiti.

Varrà la pena comunque, se appena possibile, di ancorare a massa le due «gambette» metalliche del circuito integrato amplificatore di bassa frequenza, specie se si deciderà di sfruttare in pieno tutta la potenza di uscita (4 W) di bassa frequenza.

Essa potrà risultare utilissima specie se si deciderà di impiegare l'apparato su mezzi mobili, che comportano una rumorosità ambientale di esercizio decisamente superiore al normale.

CONSIDERAZIONI SULL'ASSEMBLAGGIO E SULLA COMMUTAZIONE DI ANTENNA

La disposizione di fig. 3 può venire considerata conveniente unicamente ai fini di una «vista di assieme» che permette agli «OM» ed ai neofiti del campo radiantistico di «toccare con mano» finalmente quanto è stato annunciato vari mesi fa. Occorre dire che è pur sempre un «assieme» realizzabile anche se occorre una attenta disposizione di cavetti di connessione.

Occorre infatti curare soprattutto i collegamenti dalla quarziera al resto del circuito e cioè all'ingresso del primo circuito generatore del Tx ed all'oscillatore di conversione di canale dell'Rx.

E' bene quindi che la quarziera sia inserita tra il ricevitore composto dal telaietto di alta frequenza e prima conversione più il telaietto di seconda conversione e per ultimo, quello di rivelazione e bassa frequenza (qui descritto) disposto più in basso.

Nella parte superiore alla quarziera in alto è bene invece che venga disposto il telaietto del trasmettitore, perché dissipa ovviamente una certa potenza con il transistore finale opportunamente alettato.

Il finale a radiofrequenza che permette ben 16 W di massima potenza di uscita (è disposto in fondo all'assemblaggio di fig. 3 con il suo dissipatore metallico) è invece bene che resti staccato dal resto del complesso Rx-Tx e possibilmente ancorato alla parete di fondo del contenitore metallico. Si avrà così una buona dissipazione del calore

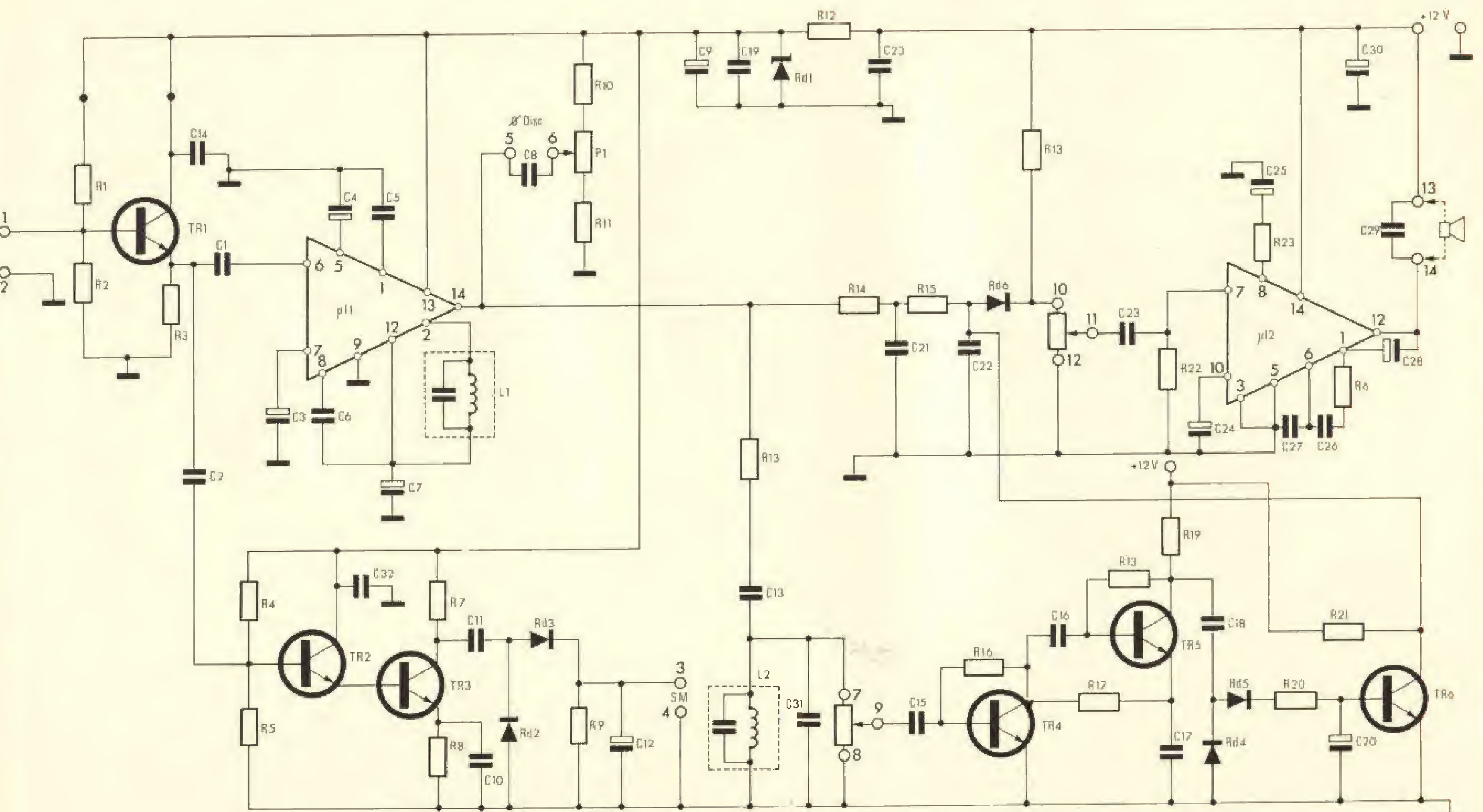


Fig. 2 - Schema elettrico del telaio. In tutto esso utilizza 6 transistori, 6 diodi, 2 circuiti integrati (µI1 di rivelazione e µI2 di bassa frequenza).

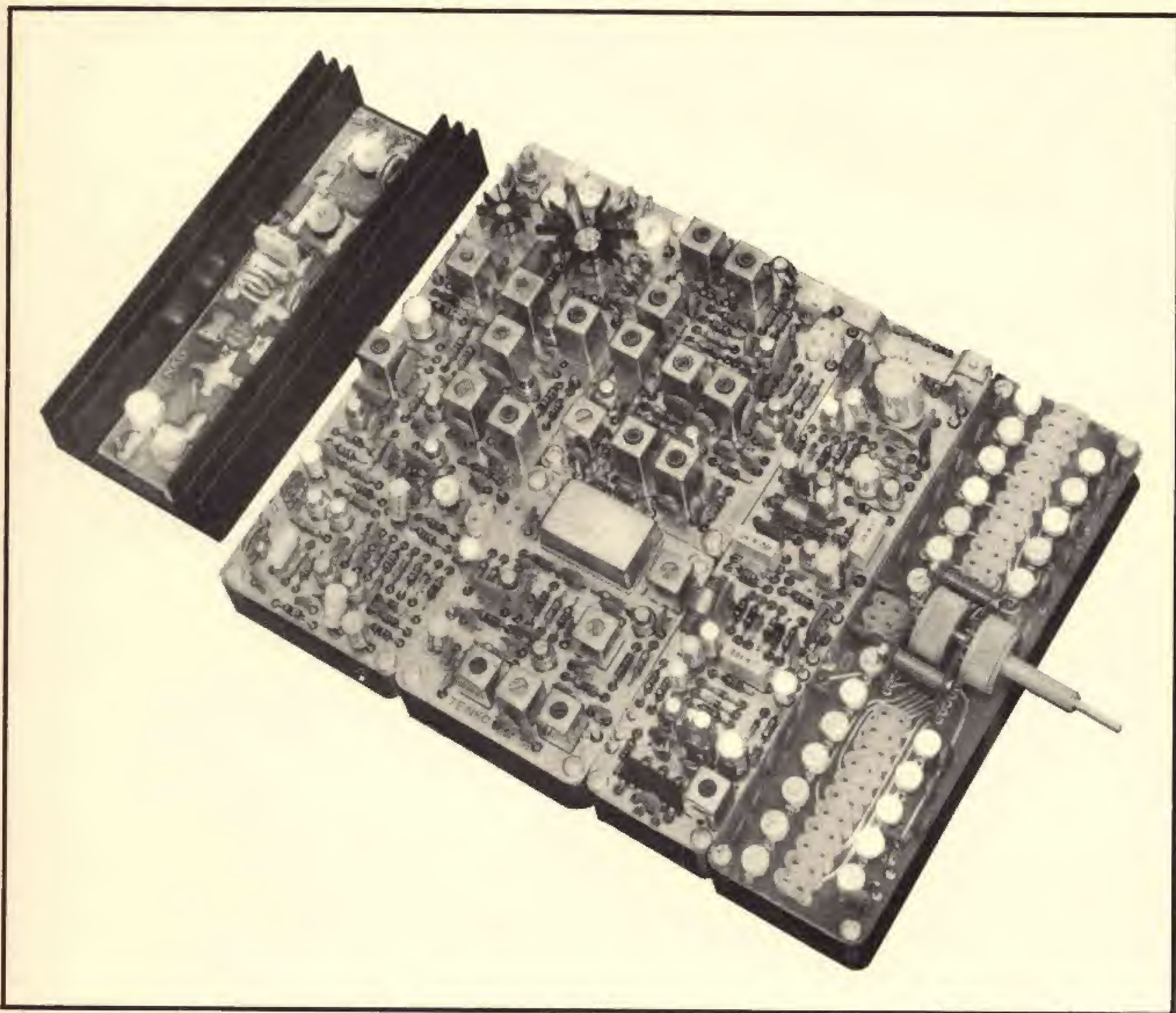


Fig. 3 - Vista complessiva dei vari telaietti che compongono, con misure modulari, il ricetrasmettitore FM della TENKO. Come si vede, è prevista pure una quarziera di cui si daranno notizie in un prossimo articolo. Ovviamente questa disposizione planimetrica non è vincolante. Converrà disporre ad esempio in tre piani, a partire dall'alto: Tx, quarziere, Rx.

(ottima anche per difendere il Tx da eventuali sovraccarichi) e l'allontanamento della principale «sorgente» termica dal resto della apparecchiatura con sensibile miglioramento quindi delle condizioni di stabilità di frequenza.

Questo va detto specie per dei cristalli realizzati in modo imperfetto perché per il resto dell'apparecchiatura è stato scelto un insieme di componenti che garantiscono ottima stabilità.

Va pure detto che nelle comunicazioni in FM uno scarto di 100 ÷ 200 Hz nelle frequenze di lavoro, tra l'inizio e la fine del QSO, non ha alcun effetto pratico sull'andamento della comunicazione, mentre diviene chiaramente avvertibile se si opera in SSB. E qui operiamo in FM.

Diciamo ora due parole sulla commutazione di antenna. Essa può venire realizzata dall'OM con i mezzi a sua disposizione. Per questo motivo non è stata introdotta nei telaietti TENKO. Noi, d'altra parte, descrivendo il trasmettitore, abbiamo fatto toccare con mano come si fa a realizzare un ottimo relè di antenna con una ampollina per relè «dry-reed».

Esso permette l'ottimo di adattamento di impedenza.

Raccomandiamo inoltre di usare del cavo coassiale di buone caratteristiche.

Oggi si trovano in commercio dei cavetti «minicoassiali» flessibili pratici e con buone caratteristiche di poco più di un millimetro di diametro.

Concludendo, non resta che discutere della quarziera e poi il Tx-Rx TENKO sarà stato completamente illustrato ai lettori.

Lo faremo prossimamente nella Rivista. Nel frattempo auguriamo ottimo esito a chi impiegherà questi telaietti e ci dichiariamo a disposizione, tramite la Redazione, per le ulteriori informazioni ed i consigli che si rendessero necessari.

LA COSTRUZIONE DI UN OSCILLATORE MODULATO

DI CARATTERISTICHE SEMIPROFESSIONALI

quarta parte di I2EO dott. Guido SILVA

L'OSCILLATORE LIBERO ED I CIRCUITI CONNESSI

Siamo così giunti all'ultimo ostacolo della comune galoppata che per ben 4 mesi ci ha tenuti sotto pressione. Si tratta ora... di fare il gran salto.

Il progetto di un oscillatore libero avente una copertura continua di gamma compresa tra 150 kHz e oltre 80 MHz, non è quel che si può definire una cosa semplice ed agevole. I problemi che si presentano accavallandosi ed assommandosi (talvolta richiedono soluzioni opposte), vanno vagliati caso per caso e risolti globalmente nel modo migliore.

I criteri che ci hanno guidati nella scelta del circuito e dei componenti, oltre alla validità dello schema proposto, si prefiggevano anche considerazioni di ordine pratico e soprattutto costruttivo, quali: massima compattezza e rigidità di montaggio, elementi fondamentali agli effetti della stabilità dell'oscillatore che è stata considerata preminente sugli altri fattori.

Scartato a priori da tutto l'apparecchio l'uso di tubi termoelettronici, dovevamo necessariamente ripiegare sui semiconduttori.

D'altra parte, anche in questo caso un circuito oscillatore, «secondo i sacri canoni» è pur sempre costituito da un dispositivo non lineare che assicura un guadagno in potenza, da un circuito che determini una reazione positiva e da una sorgente energetica esterna.

Anche se l'impiego del transistore pone problemi di impostazione teorica più complessi di quelli relativi alla valvola, la sua resa è decisamente superiore. Basti pensare che nell'Oscillatore Modulato professionale della General Radio Company americana, tipo 1001-A, la valvola finale che consente una tensione di uscita RF eff. di 2 V (sia pure sull'impedenza bassissima di 10 Ω e lavorando a circa 250 V anodici) era, nientedimeno, che la ben nota 6L6. Ed il volume dell'apparato era almeno 10 volte quello del nostro!

Ora, noi, la metà della stessa tensione RF potremmo ottenerla con un transistore d'uscita (2N918) che lavora a circa 10 Vc.c.! (Questo naturalmente diciamo a titolo esemplificativo fatte salve alcune superiori prestazioni dell'oscillatore professionale citato). Ciò evidentemente denota anche il progresso raggiunto, soprattutto in vista dello sviluppo tecnologico odierno!

Il transistore da usare come oscillatore doveva presentare un guadagno in potenza, alla frequenza massima di esercizio, tale da lasciarci tranquilli sulla sua adeguatezza allo scopo.

Abbiamo ripiegato sul vecchio, ma ancor validissimo, 2N918, di poca spesa, di facile reperibilità e di guadagno elevato sino ad oltre 300 MHz. (Esiste un tipo della Philips, più recente, che riteniamo perfettamente sostituibile: si tratta del BFY90. Riteniamo però che anche i tipi 2N3227 e 2N2369 possano andare bene. Perfettamente sostituibile è pure il tipo SGS BFX73).

Il C.O. dell'oscillatore, come è ben prevedibile, non può ricoprire tutta la gamma se non con un gioco di bobine a minima perdita, e con due distinti condensatori variabili, come accennato più avanti. In **fig. 39** è riportato lo schema elettrico di tutto il complesso in oggetto.

Le bobine sono 6, di cui 3 su supporto in makrolon con nucleo in ferro-carbonile, avvolte a nido d'api (daremo in seguito tutti i dati per realizzarle). Altre 2 sono avvolte su tubetto a minima perdita con ∅ di 7 mm con nucleo pure in ferro-cabonile. L'ultima è in aria.

Il commutatore ceramico a 6 posizioni, 3 vie, interessa i 2 CV

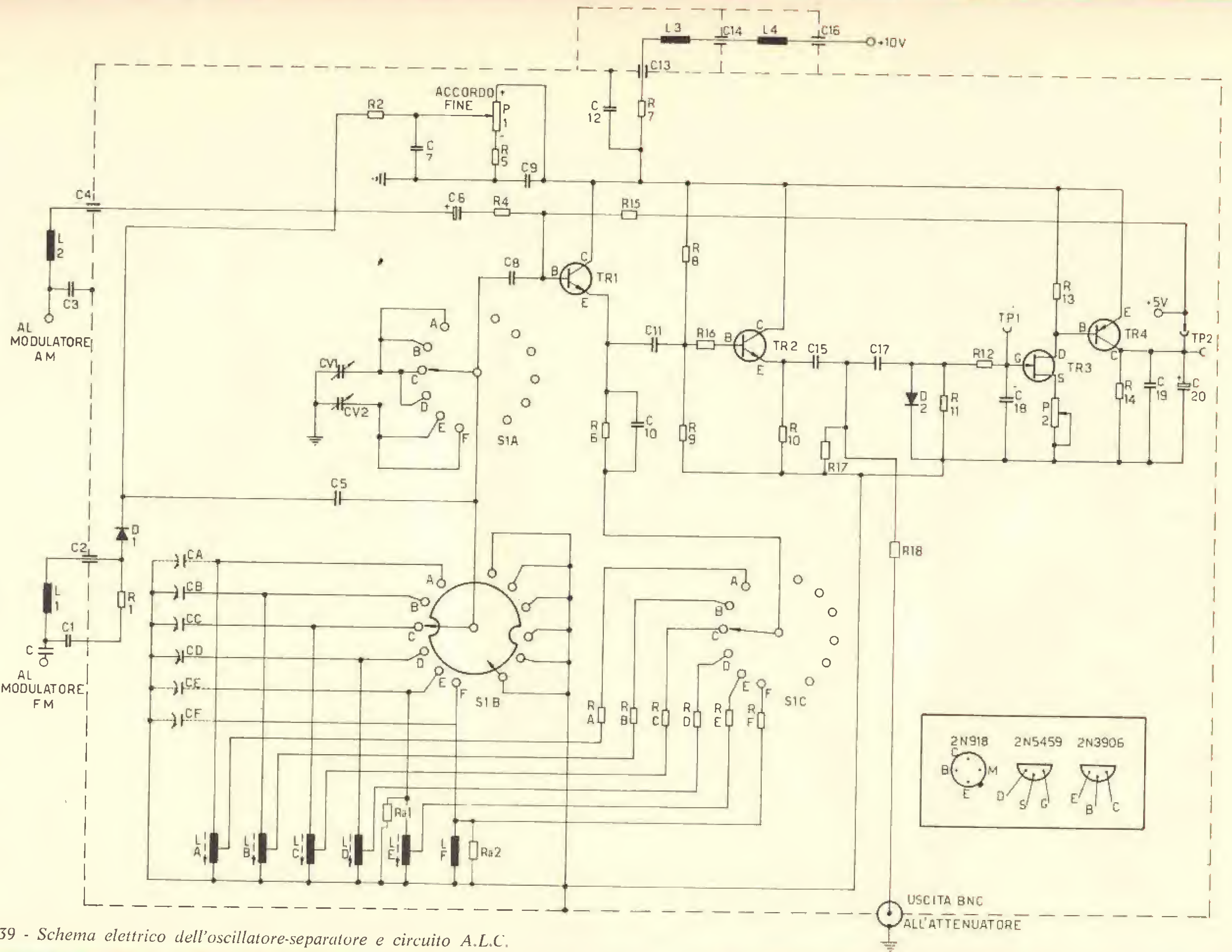


Fig. 39 - Schema elettrico dell'oscillatore-separatore e circuito A.L.C.

per la prima sezione, nel senso che per le prime 4 gamme (A, B, C, D) viene inserita la parte di maggior capacità, mentre per le altre due (E, F) entra in gioco la capacità minore.

La seconda sezione che commuta l'una o l'altra delle bobine, porta un anello di cortocircuito, per cui tutte le induttanze, non in servizio, sono tra loro collegate e mandate a massa.

Così facendo si eliminano i pericoli della comparsa dei famosi «picchi» o dei «buchi», determinati da accoppiamenti induttivi con altre bobine fuori gioco.

La disposizione delle induttanze è studiata in modo da ridurre la lunghezza dei collegamenti al minimo.

La terza sezione del commutatore inserisce invece la presa intermedia su ogni singola bobina e, tramite una rete RC, la invia all'emettitore dell'oscillatore.

Il condensatore variabile merita una considerazione a parte.

Previsto che il tipo da noi usato nel montaggio sperimentale è oggi praticamente introvabile, ci siamo premurati di prendere contatto con i costruttori di CV, nell'intento di permettere ai Lettori la realizzazione dell'apparecchio, senza por loro il problema gravoso della reperibilità dei componenti.

La Ditta Zamparo Celso di via dei Crollalanza 10, Milano, ci è venuta incontro realizzando per noi un variabile di caratteristiche analoghe a quello usato nel montaggio sperimentale. Ad essa il Lettore si può rivolgere.

Dal momento che l'oscillatore, di preferenza, viene fatto lavorare nel tratto lineare della caratteristica del transistore, automaticamente viene anche ridotto il contenuto di armoniche nel segnale di uscita. Inoltre, si è fatto ricorso ad un circuito limitatore di livello che lo mantiene pressoché costante (entro una fascia < ± 0,5 dB) indipendentemente dalla frequenza del segnale generato sino alla 5ª gamma.

Il problema della stabilità di frequenza, in funzione della variazione di temperatura, è di per sé abbastanza limitato in quanto tutti i componenti sono fatti lavorare a tensione molto ridotta (quindi non

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 39

R1	: resistore da 1 MΩ ½ W
R2	: resistore da 470 kΩ ½ W
RA	: resistore anti-induttivo da 1500 Ω ¼ W Sovcor (v. testo)
RB	: resistore anti-induttivo da 1500 Ω ¼ W Sovcor (v. testo)
RC	: resistore anti-induttivo da 1300 Ω ¼ W Sovcor (v. testo)
RD	: resistore anti-induttivo da 510 Ω ¼ W Sovcor (v. testo)
RE	: resistore anti-induttivo da 120 Ω ¼ W Sovcor (v. testo)
RF	: resistore anti-induttivo da 56 Ω ¼ W Sovcor (v. testo)
R4	: resistore da 40 kΩ ½ W
R5	: resistore da 82 kΩ ½ W
R6	: resistore da 470 Ω ½ W
R7	: resistore da 47 Ω ½ W
R8	: resistore da 12 kΩ ½ W
R9	: resistore da 12 kΩ ½ W
R10	: resistore da 120 Ω ½ W
R11	: resistore da 100 kΩ ½ W
R12	: resistore da 33 kΩ ½ W
R13	: resistore da 1 kΩ ½ W
R14	: resistore da 2,2 kΩ ½ W
R15	: resistore da 18 kΩ ½ W
R16	: resistore anti-induttivo da 2,7 kΩ ¼ W Sovcor (v. testo)
R17	: resistore da 120 Ω ½ W
R18	: resistore anti-induttivo da 200 Ω ¼ W Sovcor (v. testo)
Ra1	: resistore anti-induttivo da 2,2 kΩ ¼ W Sovcor (v. testo)
Ra2	: resistore anti-induttivo da 1,2 kΩ ¼ W Sovcor (v. testo)
P1	: potenziometro lineare a grafite da 20 kΩ
P2	: potenziometro lineare professionale da 10 kΩ a 20 giri della Bourn o analogo (vedi testo)
CV1-CV2	: condensatore variabile a 2 sezioni (417 e 194 pF $_{max}$, a variazione logaritmica) isolato in ceramica e montato su cuscinetti a sfere
C	: condensatore in mylar da 22 µF - 60 V prova
C1-C3	
C7-C9 C12	: condensatori ceramici da 0,01 µF - 250 V prova
C2-C4	: condensatori ceramici passanti da 1000 - 2000 pF, 250 V prova
C5	: condensatore a mica metallizzata da 10 pF (Mial) od a coefficiente NPO
C6	: condensatore elettrolitico da 47 µF 16 V lavoro
C8	: condensatore multiplo da 11.000 pF (vedi testo)
C10	: condensatore ceramico da 0,02 µF - 60 V prova
C11	: condensatore ceramico da 0,047 µF - 250 V prova
C13-C14	
C16	: condensatori passanti (fanno parte del filtro RF descritto sul n° 12-1973)
C15	: condensatore ceramico da 0,1 µF 60 V prova
C17	: condensatore ceramico da 0,001 µF 250 V prova
C18-C19	: condensatori ceramici da 0,01 µF 250 V prova
C20	: condensatore elettrolitico da 2,2 µF 12 V lavoro
L1-L2	: impedenze in aria da 10 mH a nido d'ape
L3-L4	: impedenze in aria (fanno parte del filtro RF descritto sul n° 12-1973)
LA-LB-LC-	
LD-LE-LF	: vedere tabella 2
M1	: strumento indicatore da 100 µA f.s. da 38 mm
D1	: diodo varicap MV1626 o simile Motorola
D2	: diodo al silicio 1N914
TR1-TR2	: transistori al silicio NPN 2N918 o BFX73 SGS
TR3	: transistore FET 2N5459 Motorola o simile
TR4	: transistore al silicio PNP 2N3906 o BC225 SGS
S1A-B-C	: commutatore ceramico Centralab o analogo a 3 vie, 6 posizioni con il secondo settore ad anello di cortocircuito per connettere a massa le induttanze fuori servizio
1	: manopola grande demoltiplicata
1	: fusibile da 50 mA da pannello (fanno parte dell'alimentatore descritto sul n° 12-73)
1	: lampadina spia al neon (fanno parte dell'alimentatore descritto sul n° 12-73)
1	: micro-interruttore (fanno parte dell'alimentatore descritto sul n° 12-73)
1	: micro-deviatore doppio (fanno parte dell'alimentatore descritto sul n° 12-73)
1	: radiatore termico Fischer per TR2 in bronzo fosforoso
4	: bocchettoni BNC di cui 3 femmine ed 1 maschio
1	: potenziometro trimmer da 10 kΩ per la messa a punto. Supporto per bobine, circuito stampato (fig. 45 - 5ª parte) e minuterie varie in parte autocostruite comprendenti componenti vari di cui alle figure precedenti.

riscaldano) e tutto il complesso circuitale oscillatorio è schermato nella cassetta interna di alluminio che costituisce già un radiatore termico di volume affatto indifferente, se rapportato a tutto l'apparato. Inoltre il complesso è bloccato meccanicamente in modo eccezionale sì da formare un corpo unico.

D'altra parte, il controllo della deriva termica Δt non è agevole, mentre il parametro più influenzato dalla variazione è la corrente inversa Ico. Ogni sua variazione si riflette sugli altri parametri, facendo variare il punto di lavoro del transistore.

Anche la capacità di entrata varia secondo Δt e dipende, proporzionatamente, dalla corrente di emettitore. Regolando la stessa e riducendola, si può ridurre la capacità di ingresso ed in conseguenza influenzare il meno possibile la frequenza di oscillazione.

In più, si è provveduto ad introdurre un «certo grado di equalizzazione» tra le varie gamme mediante la «degenerazione» prodotta da un resistore non by-passato sull'emettitore R_A... R_F. Dello stesso diremo meglio in seguito. L'oscillatore impiega un circuito Hartley con collettore a massa. Segue uno stadio separatore, sempre servito dallo stesso tipo di transistore impiegato nell'oscillatore, con uscita sull'emettitore e quindi, per ultimo, l'attenuatore che già conosciamo.

Lo stadio separatore con collettore comune (emitter follower), deamplifica in tensione (guadagno $\simeq$ 0,9 V) però presenta il vantaggio di consentire l'uscita su bassa impedenza, adatta cioè a quella dell'attenuatore che segue.

Il circuito di controreazione in c.c. al quale viene trasferito il segnale in uscita mediante C15 e C17, raddrizza il segnale con un diodo al silicio 1N914 e con R12 e C18 lo filtra, cosicché sul «gate» di Tr3 arriva solo una tensione negativa livellata.

L'impedenza di ingresso del medesimo ovviamente è molto alta, trattandosi di un transistore a effetto di campo (2N5459 della Motorola). Segue Tr4 (2N3906 o BC225 della SGS) con la base connessa direttamente al «drain» di Tr3.

Dal collettore di Tr4 (PNP) si sviluppa la tensione positiva regolata, funzione inversa del livello del segnale di RF che controlla la base di Tr1 per corrente, spostandone automaticamente il punto di lavoro, in modo da mantenere il più possibile costante il livello di uscita. Un resistore, R6, regolarmente by-passato agli effetti della RF, da un condensatore di 20.000 pF, ceramico C10, inserito in emettitore di Tr1, ha la funzione di incrementare la stabilità del circuito, riducendo nel contempo ogni tendenza al disinnesco.

Il gruppo dei resistori da R_A ad R_F va scelto per ogni singola gamma, del massimo valore ohmico consentito, capace di ammettere ancora un buon livello di uscita ($>$ 1 V eff. letto con V.a.V e sonda per RF). Ma di ciò vedremo meglio in seguito, come abbiamo già detto.

Del filtro di ingresso sul + dell'alimentazione abbiamo ampiamente parlato: riteniamo quindi inutile ripeterci.

Gli ingressi della modulazione sono due: AM e FM, come ben si rileva dallo schema di **fig. 39.** Su entrambi sono permanentemente inseriti dei filtri LC di disaccoppiamento. Spetta al commutatore del Modulatore inserire sull'oscillatore il sistema di modulazione prescelto. La funzione dei filtri passa-basso è ovviamente di impedire la fuoriuscita del segnale RF dalla scatola interna. Le impedenze sono le GBC OO/0498-04 da 10 mH. I 4 condensatori sono ceramici, due piatti da 10.000 pF; due d'altri, C2 e C4, sono del tipo passante, a vite, da 1000 $\div$ 2000 pF.

Si nota sul modulatore FM il diodo D1 (MV 1626 della Motorola) «varicap», polarizzato con tensione inversa, (regolabile da circa + 8,0 V a + 6 V, mediante il potenziometro P1). Il resistore R1 pone il diodo «varicap» con un terminale a massa, chiudendo il circuito.

Allo stesso punto «freddo» del diodo è applicata la tensione di «sweep». Com'è noto, al variare della tensione di polarizzazione in c.c. varia la capacità del varicap, entro valori ben definiti. Valori che, modificati dalla tensione di sweep attraverso la capacità in serie C5 a mica metallizzata, di 10 pF, influenzano la frequenza su cui è accordato ogni C.O., istante per istante. E' lo stesso criterio, per quanto riguarda la cc., seguito nell'accordo dei sintonizzatori TV o nella regolazione dei VFO, in particolare per trasmettitori SSB.

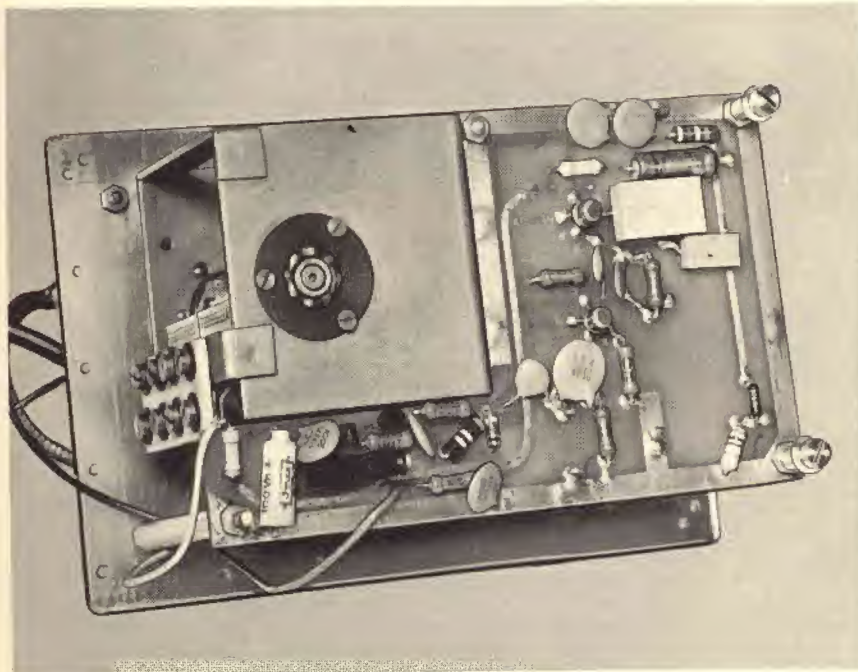


Fig. 40 - Vista dal retro dell'oscillatore-separatore e circuiti connessi.

Regolato P1 per un dato valore capacitivo «base» di D1, su posizione di Modulazione FM, la frequenza del circuito oscillatore sarà «spazzolata» un certo numero di volte al secondo, producendo un Δf di valore regolabile a volontà entro limiti ben definiti e ragionevolmente dilatabili agendo sul potenziometro del Modulatore.

La funzione del condensatore C, (il cui valore non è affatto critico), è di tagliare la componente continua del segnale di «sweep» in modo che lo stesso venga approssimativamente simmetrizzato rispetto alla frequenza generata in CW.

Dal momento che i picchi del segnale modulante, dopo il condensatore C, si estendono rispettivamente a + 2 V ed a − 2,7 V, si tende a compensare la non linearità di «spazzolamento» con la non linearità di variazione della capacità del varicap in funzione della tensione istantanea di polarizzazione. A questo scopo può anche essere interessante agire sulla polarizzazione «base» di D1, riducendo il valore di R5 da 82 kΩ a 10÷20 kΩ o anche meno. Tutto dipende dalle caratteristiche del diodo D1 prescelto. Essendo noto che riducendo il valore della tensione inversa di polarizzazione aumenta la capacità Cd del varicap, può essere interessante agire in questo senso, soprattutto per la parte alta della I gamma, in cui la frequenza limite, a variabile in gran parte escluso, interessa i valori di MF e quindi le curve di taratura degli stadi di MF in AM.

Per ottenere una maggiore larghezza di «spazzolamento», sempre e solo per la I gamma, può essere opportuno aumentare il valore di C5, connettendogli in parallelo una capacità maggiore, inserita tra il catodo di D1 ed il terminale A di $S1_B$. L'interdistanza è molto limitata e quindi l'inserzione non può influire negativamente sulle prestazioni del circuito.

Stiamo raccogliendo elementi sperimentali in questo senso e, secondo lo spirito della rivista «Sperimentare» ci premureremo di comunicarli ai Lettori, man mano nel corso della descrizione.

Il potenziometro P_1 consente anche la variazione «fine» della frequenza generata, in ragione del 2,5 ÷ 3/1000. Il condensatore C8, in base dell'oscillatore, presenta una capacità più elevata della norma. Inoltre esso è doppio. Comprende cioè una capacità a mica metallizzata di 1000 pF, ed un condensatore in styroflex da 10.000 pF.

Lo sdoppiamento capacitivo è fatto nell'intento di ridurre sulle gamme di frequenza più elevate gli effetti induttivi sempre presenti nelle capacità in polistirolo. Il condensatore in parola non compare nelle prime fotografie dell'oscillatore, in quanto è stato aggiunto, definitivamente, solo dopo che le stesse erano state fatte. E' disposto all'interno dell'apparato, sotto quello da 1.000 pF, ben visibile all'esterno, in **fig. 40** ed all'interno in **fig. 51**.

E' ora opportuno sviluppare, il tema delle bobine che abbiamo usato, dei limiti di gamma, delle capacità residue calcolate ecc.

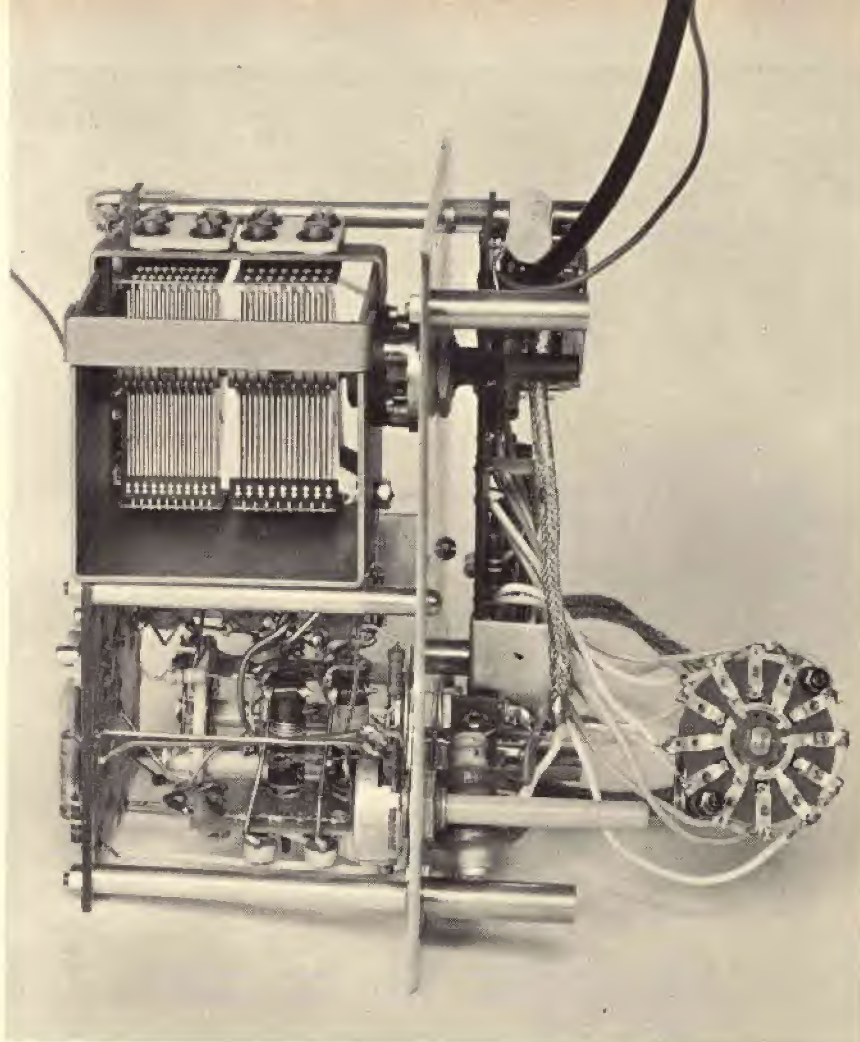


Fig. 41 - Vista dal sopra dell'oscillatore-separatore.

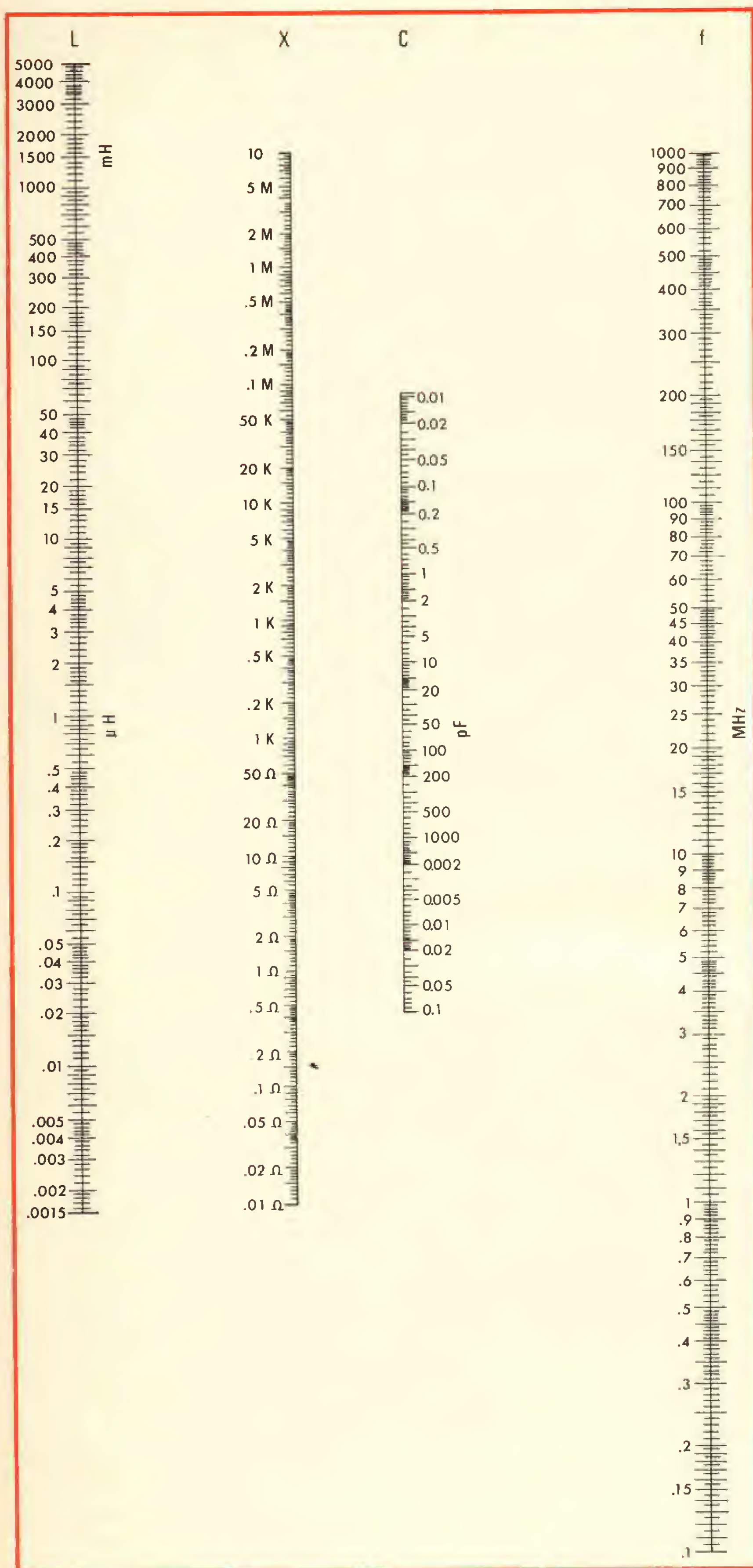
I CIRCUITI OSCILLANTI DELL'OSCILLATORE MODULATO

Abbiamo detto che la Ditta Zamparo ci ha gentilmente approntato un doppio condensatore variabile, di buona fattura, che risponde in pieno alle nostre esigenze. I suoi valori capacitivi estremi sono: C_{v1}: C_{max} = 417 pF; C_{min} = 14 pF. C_{v2}: C_{max} = 194 pF; C_{min} = 10 pF.

Si tratta ora di calcolare i valori induttivi da inserire in ogni singola gamma per coprire gli estremi previsti. Possiamo rilevare i medesimi mediante il calcolo, oppure ricorrendo ad una Tavola Nomografica L, X, C, f di cui in **fig. 42** diamo un valido esempio.

La medesima, americana, modificata dall'originale, noi usiamo da molti anni con piena soddisfazione.

Per introdurre convenientemente il criterio del calcolo, sia grafico che matematico, dobbiamo però ri-



farci un poco alle origini del problema. Abbiamo una capacità variabile CV, inserita su più bobine (L_A, L_B... L_F) a coprire più gamme; un commutatore a 6 posizioni ($S_{1A,B,C}$), delle capacità residue, delle capacità di cablaggio, una capacità di ingresso del transistore (C_{ib}) ecc.

Il tutto ovviamente entra in gioco nel dimensionamento dei parametri incogniti (ved. specificatamente L_A, L_F).

In **fig. 43** è riportato un C.O. che esprime, nella sostanza, tutti gli elementi che del Circuito Oscillante fanno parte. In esso troviamo: una capacità variabile C_v (anche se il condensatore è doppio una sola sezione per volta è in gioco), caratterizzata da un valore di C_{max} e da un valore di C_{min}. La variazione tra C_{max} e C_{min} definisce ΔC (quel tanto di capacità che effettivamente varia nel circuito LC al rotare del condensatore variabile).

A variabile tutto aperto resta sempre una capacità: C_{min}, definita anche Capacità Residua (Cr). La bobina stessa ha una sua capacità «distribuita» (Co). Il commutatore ne ha pure una. Inoltre, c'è in genere, il condensatore «trimmer» (Ct), usato per la regolazione del limite di frequenza massima di gamma. Il tutto, «Capacità di fondo» risulta in parallelo alla Capacità residua del C_v ed incide fatalmente sulla limitazione di ogni singola gamma coperta.

Infatti, se definiamo con «f_{min}» ed «f_{max}» le frequenze estreme di ogni gamma (in cui L resta costante) troviamo che:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1/2\,\pi\,\sqrt{C_{min}\,L}}{1/2\,\pi\,\sqrt{C_{max}\,L}} = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}}$$

dove C_{min} e C_{max} sono i valori **globali** delle capacità che portano ogni singola induttanza in risonanza, rispettivamente ad f_{max} ed f_{min}.

Naturalmente ogni singola variazione di capacità in gioco compren-

Fig. 42 - Tavola nomografica L-X-C-f, per il calcolo dei circuiti oscillanti da 100 kHz a 1000 MHz.

de tutte le altre capacità elencate; pertanto avremo:

$$\frac{C_{max} \text{ variab.} + Ct + Cf}{C_{min} \text{ variab.} + Ct + Cf} = \left[\frac{f_{max}}{f_{min}}\right]^2$$

Da cui deriva che l'induttanza L, per ogni singola gamma avrà un valore pari a:

$$L = \frac{1}{4\,\pi^2\, f^2_{min}\,(C_{max}\text{ var.} + Ct + Cf)}$$

in cui f = MHz, C = pF. Più semplicemente si può usare la formula razionalizzata:

$$\mu H = \frac{25.330}{f^2\text{ MHz} \cdot C\text{ pF}}$$

Comunque, è evidente che le due variabili di cui disponiamo, per la taratura agli estremi di gamma di ogni singolo C.O. cioè: L e Ct, non agiscono indipendentemente l'una dall'altra.

E' quindi necessario, stabilito ΔC, ricorrere a successive regolazioni avuto presente che: a) un aumento di Ct restringe il Δf e lo sposta verso le frequenze più basse, non solo, ma lo spostamento è percentualmente maggiore per la f_{max}.

b) un aumento di L restringe la gamma, riducendo nella stessa proporzione f_{max} ed f_{min}. In pratica, a cose risolte, si dovrà «tarare» cioè mettere «a punto» il circuito in ogni sua singola gamma. In altre parole si dovrà accertare che i calcoli sono stati portati a termine felicemente e che la gamma realmente ricoperta, corrisponde alle premesse.

Allo scopo si aprirà C_v su C_{min} e si regolerà (quando c'è) il «trimmer» in modo da ottenere la f_{max} richiesta; indi si ruoterà ancora C_v su C_{max} e si regolerà il nucleo di L in modo da ottenere la f_{min}. Si ritornerà quindi su C_{min} e si opererà ancora sul «trimmer» per riottenere la f_{max}. Una eventuale ulteriore riprova su C_{max} e sul nucleo di L dovrebbero definitivamente fissare i limiti di gamma. Naturalmente se la L è stata calcolata e realizzata secondo le richieste.

Nel nostro caso, come si è già visto, abbiamo suddiviso tutta la gamma ricoperta in 6 sottogamme.

Partendo da 150 kHz, come limite inferiore della gamma A, siamo giunti ad oltre 470 kHz. Nella gamma B, da 470 kHz abbiamo toccato i 1500 kHz. Nella C, partendo da 1500 kHz siamo pervenuti a 4800. La D copre la gamma 4,8 ÷ 15,0 MHz. A questo punto, abbandonato C_{v1} da 417 pF C_{max}, siamo passati a C_{v2} da 194 pF C_{max}.

In precedenza avevamo precisato che la commutazione avviene automaticamente, nel senso che il primo settore del Commutatore ceramico sulle 4 gamme A, B, C, D, inserisce il primo C_v, mentre sulle ultime due gamme E, F, entra in gioco l'altro variabile, di capacità minore. E tutto ciò, viene fatto in quanto la Resistenza Dinamica «Rd» dei circuiti altrimenti risulterebbe eccessivamente ridotta impedendo l'oscillazione.

Infatti il coefficiente di sovratensione di un circuito oscillante viene notoriamente espresso da:

$$Q = \frac{1}{2\,\pi\, f\, C\, R_s}$$

in cui R_s esprime la Resistenza serie, equivalente alle perdite del circuito.

Si nota subito che al crescere di C, Q si riduce sempre più.

La gamma E da poco meno di 15 MHz perviene a 34 MHz e

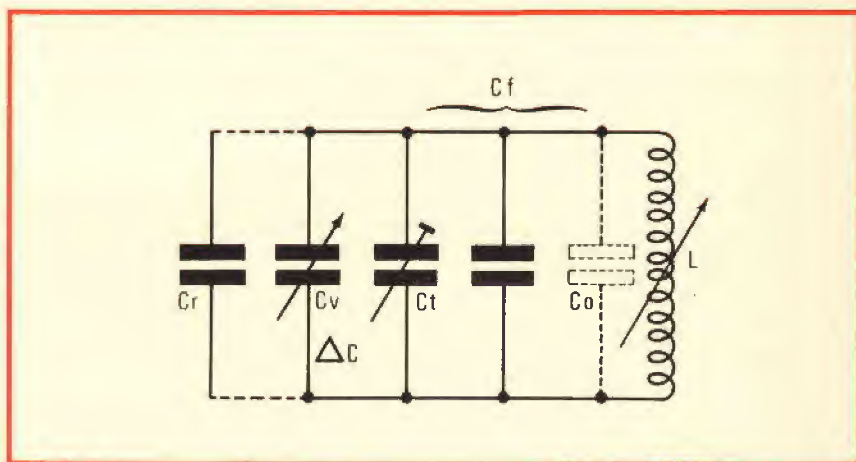


Fig. 43 - Circuito oscillante tipo con i parametri che lo caratterizzano.

l'ultima, la F, da circa 33 raggiunge i 90 MHz. Dalla **Tabella n. 2** che abbiamo approntato per ridurre al minimo il disagio dei Lettori meno portati alle considerazioni di natura teorica, si può subito dedurre che siamo partiti, nelle prime 4 gamme, da un presupposto (rivelatosi poi veriterio nella realtà) di circa 30 pF di capacità di fondo o residua totale e da una capacità massima totale (cioè C_{v1max}+Cf) < di 450 pF.

Nelle 2 restanti gamme invece abbiamo fissato i limiti in ~ 30 pF di minima e ~ 219 pF di massima. I rapporti tra le singole frequenze max/frequenze min, nelle prime 4 gamme sono di circa 3; nelle altre 2 invece si sono ridotti, appunto in vista del minor «C_{max} totale», a circa 2,2 ÷ 2,7 rispettivamente.

In possesso dei dati di massima riferiti, possiamo ora prendere in esame la Tavola Nomografica di **figura 42.** In essa sono visibili 4 scale che riguardano, da sinistra a destra, il valore di L (in genere incognito) di una bobina, compresa tra 5 mH e 0,0015 μH, la Reattanza della medesima ad una data frequenza f, il valore di C in pF, da 0,01 a 100.000 pF (e la sua reattanza, a sinistra, relativa ad una data frequenza f). Infine la frequenza f stessa, da 100 kHz ad 1 GHz.

Per trovare un'incognita basta congiungere, con una linea retta, due punti su due scale diverse. Per es.: si vuol conoscere la frequenza

TABELLA 2 - Estremi di massima copertura delle gamme: A, B, C, D, E, F, con doppio variabile, nell'oscillatore modulato.

Gamma	C_{max} variabile	C_{min} variabile	C residua tot.	C_{max} tot.	Rapporto freq.	Capacità distrib. bobina	L richiesta	L_{max}	L_{min}	f_{min} (1)	f_{max}	Caratteristiche bobine	Q	Note costruttive	Dimensioni bobine
LA	417 pF	14 pF	~ 30 pF	~ 450 pF	> 3	~ 4,4 pF	~ 2,5 mH	2,85 mH	2,15 mH	150 kHz	470 kHz	A nido d'api: 485 spire filo 0,1 ricoperto con 1 strato seta, con presa a 372 spire dall'inizio	> 60	Supporto in makrolon Ø 7,5 m/m. Nucleo in ferro-carbonile Ø 5 mm lunghezza 15 mm	Ø 14,5 m/m lunghezza 6,3 m/m
LB	417 pF	14 pF	~ 30 pF	~ 450 pF	> 3	~ 3,15 pF	~ 255 µH	300 µH	196 µH	470 kHz	1.500 kHz	A nido d'api: 151 spire filo Litz 0,05x10 capi ricoperto con 1 strato seta, con presa a 116 spire dall'inizio	> 100	Supporto in makrolon Ø 7,5 m/m. Nucleo in ferro-carbonile Ø 5 mm lunghezza 15 mm	Ø 15 m/m lunghezza 6,3 m/m
LC	417 pF	14 pF	~ 30 pF	~ 450 pF	> 3	~ 1,2 pF	~ 25 µH	36,8 µH	21,6 µH	1.500 kHz	4.800 kHz	A nido d'api: 53 spire filo Litz 0,05x20 capi con presa a 40 spire dall'inizio	> 100	Supporto in makrolon Ø 7,5 m/m. Nucleo in ferro-carbonile Ø 5 mm lunghezza 15 mm	Ø 11,5 m/m lunghezza 6,3 m/m
LD	417 pF	14 pF	~ 30 pF	~ 450 pF	> 3	—	~ 2,45 µH	3,7 µH	2,1 µH	4.800 kHz	15,6 MHz	21 spire monostrato affiancate, filo 0,35 seta-smalto con presa a 16,5 spire dall'inizio	> 80	Supporto fenolico caricato con mica Ø 7 m/ /m. Nucleo in ferro-carbonile Ø mm, lunghezza 8 mm	Lunghezza 10 m/m
LE	194 pF	10 pF	~ 25 pF	~ 219 pF	~ 2,2	—	~ 0,53 µH	0,68	0,39	14,8 MHz	34 MHz	7 spire monostrato affiancate, filo 0,75 smalto con presa a 1,2 spire dalla fine	> 100	Supporto fenolico caricato con mica Ø 7 m/ /m. Nucleo in ferro-carbonile Ø mm, lunghezza 8 mm	Lunghezza 6,5 m/m
LF	194 pF	10 pF	~ 20 pF	~ 214 pF	~ 2,7	—	~ 0,1 µH	—	—	33 MHz	(1) 91 MHz (2)	2 spire di filo di rame crudo argentato da 1,5 m/m, Ø 6,5 m/m (visibile a fig. 51). (2) Nessuna presa, **senza nucleo**	> 100	In aria	Lunghezza 10 m/m (2)

1) La copertura di gamma, rilevata nel nostro caso con eccellente precisione, si riferisce specificatamente al condensatore variabile SAFAR da noi impiegato. E' facilmente prevedibile che con il variabile della Ditta Zamparo si debbano riscontrare leggere variazioni dei limiti di ogni singola gamma.

2) Questo dato non può essere inteso in senso tassativo in quanto è intimamente legato alla C residua totale del C.O. che varia da montaggio a montaggio.

di risonanza di un C.O. comprendente un C di 100 pF ed una L di 10 μH? Basta congiungere il 10 μH di L (letto a sinistra) con il 100 di C (letto sulla 3° scala). Prolungando la retta sull'asse delle frequenze f si trova il risultato: 5 MHz. Si vuol conoscere la Reattanza Induttiva della stessa bobina alla frequenza di 5 MHz? La si può leggere sull'asse X, nel punto di congiunzione tra L = 10 μH ed f = 5 MHz. Cioè pari a circa 300 Ω (314 per l'esattezza). Eguale valore, evidentemente, si trova per la capacità di 100 pF, alla stessa frequenza.

Da questi pochi elementi si può subito dedurre l'importanza pratica del Nomogramma che incondizionatamente proponiamo ai Lettori. Lo stesso ci aiuta anche nel calcolo pratico dei valori delle bobine che dobbiamo costruire. Basta che rileviamo, su scala C il punto che ci dà i circa 450 pF di $C_{max\ tot}$ che già conosciamo, e lo congiungiamo, con una riga, con i 150 kHz letti sulla scala f. Prolungando, su L leggiamo circa 2,5 mH.

Lo stesso punto lo possiamo ora congiungere con il valore della capacità minima del C.O. che abbiamo fissata a circa 30 pF. Sull'asse delle «f» troviamo circa 500 kHz. Ciò significa che a variabile tutto aperto il C.O. sarà accordato alla frequenza di 500 kHz circa. Partendo ora da 470 kHz, sempre sull'asse delle f, (un certo margine di copertura di gamma è necessario lasciarlo per poter poi giocare in sede di taratura) si ricerchi sulla scala C il valore di circa 450 pF. Si congiungano quindi i due punti. Sul prolungamento della retta si ritrova il valore di L, pari a poco più di 250 μH. Dallo stesso valore, passando per C = 30 pF, si ritrova sempre sull'asse delle f, circa 1,5 MHz.

Con questo criterio si esplorano tutte le gamme e si ritrovano i vari valori di L che, per comodità, abbiamo segnati sulla colonna relativa, sempre nella **Tabella n. 2.** Certo, la precisione delle letture non è rigorosa ma dopo una prima approssimazione il calcolo matematico può sempre consentirci quella esattezza che l'uso della tavola non prevede.

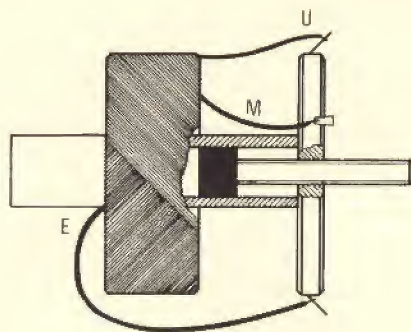


Fig. 44 - Esempio di connessione degli estremi delle tre bobine a nido d'ape.

D'altra parte, dal momento che usiamo comunemente bobine con nucleo in poliferro o in ferrite è facile raggiungere lo scopo, in sede pratica. Infatti il rapporto di induttanza a:

$$\frac{\text{nucleo inserito}}{\text{nucleo disinserito}}$$

è almeno pari a 1,3. Quindi siamo, a tutti gli effetti, in una botte... di ferro!

Per quanti volessero approfondire, in sede più matematica, quanto andiamo asserendo, pensiamo sia utile sviluppare il calcolo, rifacendoci «in primis» alla bobina L_A.

Abbiamo detto che la stessa si può calcolare con: $L = \frac{25.330}{f^2\,C}$

Sostituendo abbiamo:

$$L_A = \frac{25.330}{0,15^2 \cdot 450} \simeq 2,5 \text{ mH}$$

$$L_B = \frac{25.330}{0,47^2 \cdot 450} \simeq 255\ \mu\text{H}$$

$$L_C = \frac{25.330}{1,5^2 \cdot 450} \simeq 25\ \mu\text{H}$$

$$L_D = \frac{25.330}{4,8^2 \cdot 450} \simeq 2,45\ \mu\text{H}$$

$$L_E = \frac{25.330}{14,8^2 \cdot 219} \simeq 0,53\ \mu\text{H}$$

$$L_F = \frac{25.330}{33^2 \cdot 214} \simeq 0,1\ \mu\text{H}$$

Le eventuali discordanze tra il calcolo e l'uso della Tavola Nomografica di **fig. 42,** anche in altre realizzazioni successive, verranno in pratica sempre annullate in sede di taratura purché non superino qualche unità %. Basterà un uso razionale del nucleo della bobina e del Condensatore Ct.

La **Tabella 2** porta, oltre al numero di spire di ogni singola bobina, anche i dati dimensionali relativi.

Si faccia attenzione alle prese intermedie. Esse dovrebbero essere ricavate sperimentalmente; ma la pratica ha dimostrato che non c'è un effettivo vantaggio a massacrare una bobina a nido d'api, (le 3 bobine per le gamme A, B, C, sono infatti tutte a nido d'api, come si è già detto), per trovare il punto «optimum» dal quale poi derivare il resistore R_A... R_C.

Basta prevedere una presa tra 1/4 e 1/5 delle spire totali. La scelta esatta del resistore derivato provvederà a stabilire quel certo grado di reazione che rappresenta il «meglio» per quel circuito, in quelle condizioni, agli effetti del livello di uscita e del livello delle armoniche.

Quindi, prendendo ad esempio la 1ª bobina, per la gamma A: dovremo avvolgere su un supporto di makrolon di ∅ pari a 7,5 mm, 485 spire di filo di rame da 0,1 mm, con una copertura in seta, con presa a 372 spire. Si inizi ad avvolgere, a macchina, per una profondità di 6,3 mm, il primo strato.

L'inizio del filo andrà saldato ad una linguetta del supporto isolante, la fine all'estremo opposto. La presa intermedia a metà, ovviamente.

A 113 spire dalla fine deriveremo la nostra presa.

In **fig. 44** abbiamo schematizzato quanto è stato detto in proposito. Così, di seguito realizzeremo le restanti 2 induttanze a nido d'api; indi le altre 2 ad avvolgimenti affiancati e, da ultima, quella dei 90 MHz, in aria. Tutte le bobine sono visibili nelle fotografie che, da varie angolazioni, mettono in luce il telaio dell'oscillatore.

Un discorso a parte si dovrebbe fare per il calcolo ed il dimensionamento pratico delle bobine a nido d'api. Ma il discorso ci porterebbe lontano ed implicherebbe l'uso di formule matematiche piuttosto com-

plesse e nemmeno valide in senso assoluto, viste nella pratica di Laboratorio.

Rimandiamo perciò il Lettore ancora una volta alla **Tabella 2,** pregandolo di rispettare fedelmente i dati ivi riportati.

Il risultato positivo nostro ha da essere positivo per quanti ci hanno seguiti nella costruzione dell'apparecchio, tappa per tappa!

Esaurito il ciclo relativo al calcolo delle induttanze e dei Circuiti Oscillanti, è ora opportuno sviluppare il tema non meno determinante del Circuito Stampato dell'oscillatore-separatore che sarà oggetto della 5ª parte.

Intanto riteniamo saggio suggerire, anche sulla scorta di dati sperimentali man mano acquisiti, durante la messa a punto definitiva del nostro strumento, l'opportunità di provvedere ad una lieve modifica dell'alimentatore descritto sul N° 12-1973 della Rivista, che consente, com'è noto, un'uscita di 10,5 V. Tale tensione, applicata tra la massa e l'estremo di R7 si è dimostrata insufficiente a mantenere le eccellenti prestazioni originali, dopo l'inserzione del filtro di RF, sempre descritto nella 1ª Parte dell'articolo.

Infatti, l'inserzione dello stesso comporta una c.d.t. di quasi 2 V tra il + dell'ingresso ed il collettore di Tr1 e Tr2, dal momento che la resistenza ohmica delle due impedenze RF è di 75 Ω circa e la corrente richiesta supera di poco i 26 mA.

Dovendo allora la tensione di alimentazione toccare i 13,5 V è necessario operare una variante di modesta entità: basta sostituire il diodo zener originale tipo GI 4164 A con il tipo BZY 88 C 15 della Philips, scelto a circa 14 V effettivi. Potrà essere conveniente, nel caso, provarne un paio sinché si riscontrerà che al circuito oscillatore pervengono effettivamente, dopo la c.d.t. nel filtro RF, 10,5 V.

Se ne guadagnerà anche agli effetti della profondità di modulazione in AM, dal momento che la maggior tensione applicata al transistore unigiunzione ed al fet consente un maggior livello del segnale modulante di BF e quindi una maggiore «incisione» della portante CW.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione con batterie interne in serie:	18 V (2x9) Vc.c.
Assorbimento di corrente:	1 mA
Impedenza d'uscita:	≃ 10 kΩ
Transistori impiegati:	2 x BC108, 1xBC238
Diodi impiegati:	1 x OA90
Dimensioni:	75 x 105 x 50
Peso dell'apparecchio completo di batterie:	220 g

FISCHIO A VAPORE ELETTRONICO



UK 852

Con questo circuito elettronico si ottiene lo scopo di imitare in modo molto realistico il fischio del vapore che contraddistingue in modo così caratteristico le segnalazioni acustiche delle navi o delle locomotive. Si ottiene l'effetto con un minimo di mezzi e di ingombro analizzando le componenti del fischio, riproducendole con degli opportuni circuiti a transistori e mescolandole insieme per ottenere il segnale completo in uscita. L'UK 852 necessita per funzionare, solo di un opportuno amplificatore di bassa frequenza che alimenti un altoparlante. Questo complesso amplificatore può essere di caratteristiche diverse a seconda dell'impiego previsto. Semplice e leggero può essere montato su modelli, specialmente navali, e fornisce a questi modelli un tocco di verità molto suggestivo. L'alimentazione è indipendente a mezzo di batterie a secco.
Può anche servire come avvisatore acustico per auto o per realizzare effetti sonori.

Per una serie di ragioni essenzialmente acustiche il fischio a vapore è molto difficile da riprodursi in scala modellistica.

Infatti le caratteristiche del suono di un tale fischio dipendono strettamente dalle caratteristiche intrinseche del mezzo usato per produrlo. In pratica, per ottenere l'effetto di un vero fischio a vapore, non esiste altro mezzo che usare un... fischio a vapore. Infatti il suono con il suo timbro, e tutte le sue caratteristiche, dipende dalla portata del vapore e dalle dimensioni della camera risonante usata per produrre la nota che costituisce la base del fischio. Soprattutto la dipendenza dalle dimensioni non permette una riduzione di misura senza cambiare la nota.

Più piccolo sarà il fischio e più acuta sarà la nota. Anche l'alimentazione con aria compressa anziché col vapore altera la resa acustica, in quanto nell'aria compressa non ci sono le minuscole bollicine di condensa che conferiscono al

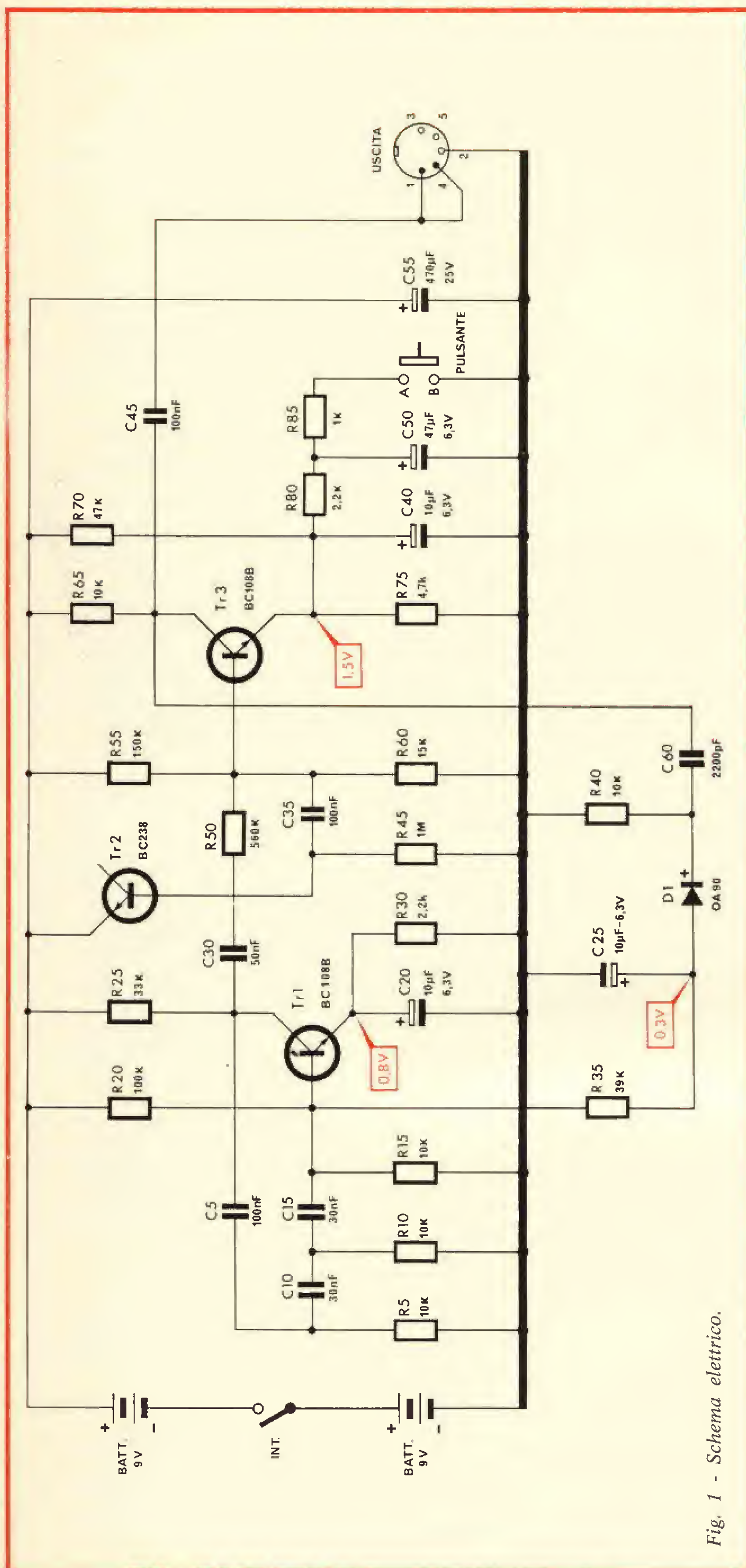


Fig. 1 - Schema elettrico.

fischio a vapore il caratteristico suono frusciante. Al notevole volume del complesso si deve inoltre un'altra caratteristica del fischio a vapore, ossia il tempo impiegato dalla nota per raggiungere la massima intensità e la variazione della medesima con il tempo e l'interruzione non brusca alla chiusura dell'alimentazione.

Quindi nel caso di uno scopo modellistico, specie nel caso di modelli navali, conviene installare un fischio finto rassomigliante all'originale ed ottenere l'effetto acustico servendosi di altri mezzi.

Da quanto detto prima si può vedere che il suono complesso di un fischio a vapore si può con buona approssimazione scomporre in quattro effetti principali: Il fruscio del vapore, la nota vera e propria, l'effetto di ritardo e di variazione nel volume.

Come si sa, è possibile per mezzo di adatti circuiti elettronici produrre qualsiasi effetto sonoro senza la necessità di usare ingombranti camere risonanti, e quindi con decisiva riduzione dell'ingombro. Tutti sanno che, per esempio, un organo elettronico, a parità di prestazioni è molto più piccolo di un organo a canne.

Per la realizzazione dell'UK 852, si sono tenute presenti queste considerazioni, analizzando, come abbiamo fatto prima, il suono da riprodurre, producendo quindi gli effetti elementari e mescolandoli insieme per avere un risultato che si avvicina moltissimo alla realtà.

Naturalmente il kit prevede soltanto la generazione dell'effetto. Per tradurre l'onda elettrica prodotta dall'UK 852 in suono udibile, bisognerà collegarlo ad un adatto amplificatore di bassa frequenza alla cui uscita sarà collegato un adatto altoparlante.

Il vantaggio di questo sistema sarà quello di avere un segnale di volume variabile a volontà, anziché il volume costante e decisamente eccessivo del sistema meccanico, il tutto senza alterare le caratteristiche essenziali del suono.

La fedeltà della riproduzione è tale che può essere usata anche come effetto sonoro, realizzato con un apparecchio di ingombro minimo, con la possibilità di usare la regolazione del volume per simulare l'avvicinamento o l'allontanamento della sorgente sonora.

Naturalmente, facendo uso di una certa dose di fantasia, si possono trovare anche altri usi per questo apparecchio. Per esempio, con un'adeguata amplificazione, si può usare come originale avvisatore acustico per un'automobile, specie se di tipo «showroad» o simili.

Altri usi possono essere per esempio: quello di avvisatore di allarme in luogo della sirena o di un rudimentale mezzo di comunicazione acustico.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Come si può notare sullo schema elettrico pubblicato in fig. 1, il circuito si può dividere in tre distinte parti, destinate ad ottenere i quattro effetti fondamentali. A ciascuno di questi effetti è destinato un transistore:

Il transistore Tr1 è collegato come oscillatore a sfasamento e produce la nota di base del fischio.

Il transistore Tr2 è collegato come diodo generatore di rumore per effetto valanga e produce il fruscio del vapore.

Il transistore Tr3 è collegato come amplificatore con soglia di intervento e serve a produrre le caratteristiche di ritardo nel volume del fischio.

Un circuito a retroazione produce le variazioni di volume.

Nella descrizione del circuito tratteremo separatamente le tre sezioni, che applicano ciascuna dei principi diversi di elettronica degni di essere esaminati con una certa profondità, in quanto molto interessanti anche per altre applicazioni.

Cominceremo a descrivere il circuito di Tr1. Si tratta di un oscillatore a sfasamento.

Come è noto, per funzionare, un oscillatore ha bisogno di una certa quota di segnale di uscita che ritorni al punto di pilotaggio in concordanza di fase con il segnale principale. Tale effetto denominato reazione, entro certi limiti aumenta l'amplificazione dello stadio. Se supera questi limiti, lo stadio prende ad oscillare per conto suo, senza che ci sia bisogno di un segnale all'entrata. Nel progetto di un normale amplificatore questa è una condizione da evitare, in quanto non permetterebbe il corretto funzionamento di un amplificatore che ha il compito di riprodurre all'uscita un segnale applicato all'entrata con un minimo di distorsione. Se invece lo scopo è quello di ottenere un oscillatore, bisogna che il segnale di reazione sia di sufficiente ampiezza e di opportuna fase da intrattenere le oscillazioni spontanee del circuito. Queste oscillazioni, in teoria, non si possono sviluppare spontaneamente, in quanto si tratta di rompere una situazione di equilibrio anche se instabile. Basta però una minima ed inevitabile perturbazione all'ingresso, dovuta ad un disturbo elettrico od altro per provocare l'oscillazione. Dopodiché il circuito oscilla indefinitamente fino a quando non venga a mancare l'alimentazione.

L'ampiezza dell'oscillazione viene limitata dagli elementi di smorzamento che non si possono evitare. Se tali elementi di smorzamento non ci fossero la ampiezza sarebbe limitata solo dalle caratteristiche della sorgente di alimentazione.

Il transistore Tr1 si presenta in un normale collegamento ad emettitore comune. Il segnale per la retroazione viene prelevato sul collettore dove risulta in opposizione di fase ossia i massimi di tensione risultano spostati di 180° rispetto a quelli presenti sulla base. Come avviene questo è facile da comprendere. Infatti aumentando la tensione sulla base, la resistenza del transistore diminuisce, portando il collettore ad un potenziale più prossimo a quello di massa che nel nostro caso è negativo. L'inverso accade se la tensione sulla base diventa più negativa.

Per riportare nella base un segnale in fase, bisogna ruotare la fase del segnale di uscita di ulteriori 180°. A questo provvede la rete di resistenza e capacità formata da R15, R10, R5 e da C15, C10, C5. Ciascuna sezione ruota parzialmente la fase in modo da ottenere all'uscita i prescritti 180° per una determinata frequenza alla quale il circuito oscillerà. Tale frequenza è determinata dai valori delle resistenze e delle capacità.

La condizione di oscillazione è che il guadagno di Tr1 sia maggiore dell'attenuazione introdotta dalla rete di sfasamento alla frequenza di oscillazione. Il vantaggio di questi oscillatori a resistenza — capacità sta nel fatto che alle basse frequenze le induttanze da usare in un oscillatore di tipo tradizionale avrebbero misure troppo grandi e quindi incompatibili con le esigenze di miniaturizzazione del montaggio. Senza contare che una resistenza è molto più economica di un'induttanza alle basse frequenze pur garantendo migliori risultati.

La polarizzazione della base di Tr1 presenta una interessante particolarità che serve ad ottenere l'effetto di abbassamento del tono del fischio nel tempo, che nei veri fischi è dovuta al progressivo riscaldamento del risonatore con conseguente variazione della densità media del fluido che lo aziona. La polarizzazione fissa è ottenuta dalla serie di resistori R40 ed R35 che formano un partitore al centro del quale è applicato il segnale di uscita o meglio la sua parte negativa poiché la parte positiva è tagliata dal diodo D1. Con tale sistema si ottiene una controreazione variabile che tende a stabilizzarsi con il caricarsi di C25.

La rete formata da R35 e C25 provvede anche a filtrare e livellare il segnale prelevato all'uscita, in modo da non introdurre nell'oscillatore frequenze non desiderate.

Passiamo ora alla seconda parte del circuito, quella che si riferisce al transistore Tr2.

Come si vede di questo transistore si utilizza soltanto la giunzione base-emettitore.

Il circuito costituisce un generatore di rumore bianco, che è un insieme di vibrazioni che coprono con continuità un vasto spettro di frequenze. Il nome deriva dall'analogia con la luce bianca che è un insieme di vibrazioni luminose, che coprono con continuità tutto lo spettro della luce visibile.

Il diodo base-emettitore di Tr2 è polarizzato in senso inverso, dall'intera tensione delle batterie di alimentazione (18 V) attraverso il resistore R45. Se il diodo fosse perfetto non succederebbe nulla, in quanto nessuna corrente può passare attraverso un diodo perfetto polarizzato inversamente, che si comporta come un interruttore aperto. Ma il diodo non è perfetto. Una certa corrente passa sempre in una giunzione polarizzata inversamente. Tale corrente si chiama corrente di saturazione inversa ed è dovuta ai cosiddetti portatori minoritari che si formano nella regione neutra presente tra lo strato N e lo strato P, prodotti in massima parte per effetto termico.

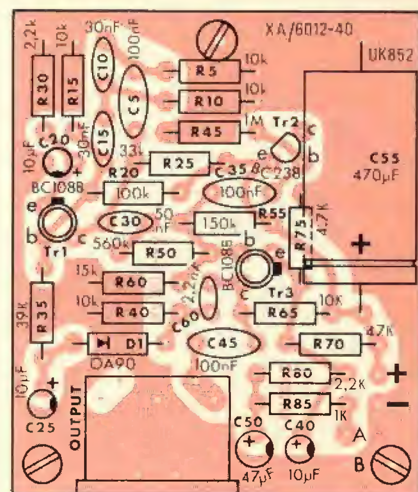


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla basetta a circuito stampato.

La corrente di saturazione cresce infatti con l'aumento della temperatura. Essendo dovuta ad elementi portatori di carica di natura discontinua (in termini tecnici «quantizzati») il loro passaggio provocherà un rumore elettrico simile a quello prodotto da un flusso di piccolissimi pallini lanciati contro una superficie fissa.

In condizioni normali la corrente di saturazione è molto piccola e quindi il rumore piuttosto basso, altrimenti sarebbe impossibile costruire amplificatori ad alta sensibilità, in quanto il segnale verrebbe sopraffatto dal rumore.

C'è però un sistema per ottenere da un diodo un rumore molto maggiore del normale, sfruttando un fenomeno detto «moltiplicazione a valanga».

Questo fenomeno avviene quando il campo elettrico nello spazio neutro (ossia dove il potenziale passa dal segno positivo a quello negativo) è grande abbastanza da fornire agli elettroni ancora legati nelle orbite intorno ai rispettivi atomi, una energia sufficiente da rompere tali legami. Gli elettroni si rendono così liberi dando origine ad una coppia di portatori di carica. Precisamente le cariche negative saranno portate dagli elettroni che in questo modo sono stati resi mobili, e le positive dai buchi o lacune lasciate dagli elettroni al posto in cui prima erano bloccati. Succede insomma come quando in una fila di poltrone di un cinema affollato si alza uno spettatore. Lo spettatore che si è alzato si sposta, ma per effetto degli spostamenti degli altri spettatori varia anche la posizione della poltrona vuota.

Siccome l'effetto dell'energia di dislocazione permane ed è aiutato dall'energia delle nuove cariche che via via si producono, il fenomeno assume un aspetto continuamente crescente (a valanga), come se nel caso dell'esempio precedente, fosse finito l'ultimo spettacolo. Al limite la corrente sarebbe talmente grande da distruggere la giunzione se non intervenisse l'effetto limita-

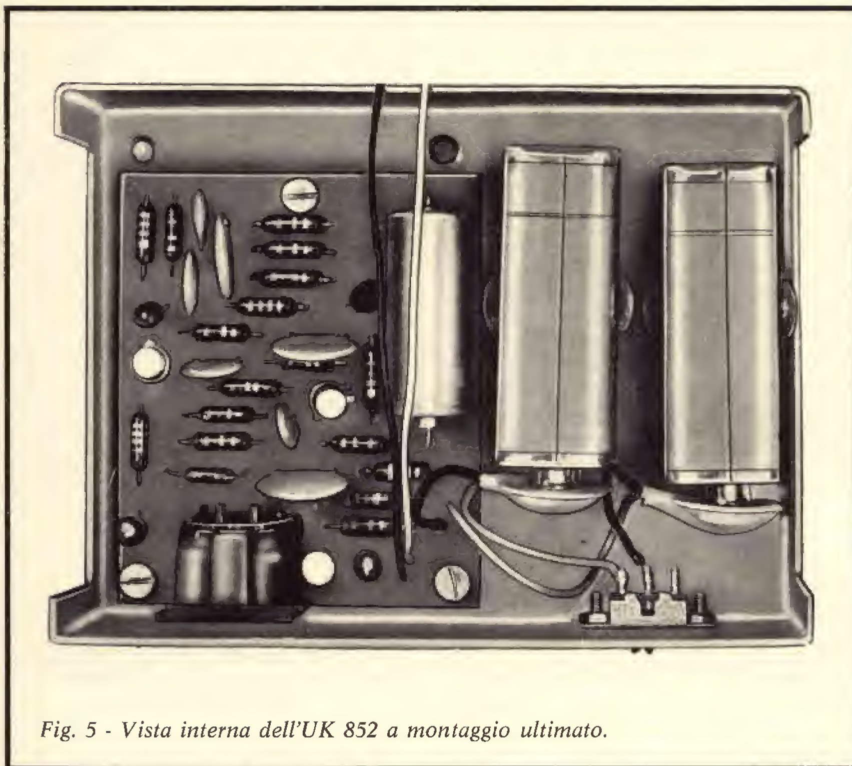


Fig. 5 - Vista interna dell'UK 852 a montaggio ultimato.

tore dovuto al resistore R45 di elevato valore. Grazie all'intervento di questo resistore, l'effetto valanga si stabilizza ad un livello costante. Per fare un esempio terrificante ma valido, l'effetto valanga incontrollato riproduce quanto avviene nella bomba atomica con i neutroni, mentre nel nostro caso ci possiamo riferire piuttosto alla pila atomica.

Il rumore prodotto viene raccolto come variazione della tensione di caduta ai capi di R45 ed applicato per mezzo di C35 alla base di Tr3.

Al medesimo punto, attraverso C30 ed R50, arriva anche il segnale dell'oscillatore a sfasamento, che viene semplicemente sovrapposto al rumore bianco.

Il transistore Tr3 funziona da amplificatore ad emettitore comune, ma ha una particolarità caratteristica. Per mezzo del partitore formato da R70 e da R75, l'emettitore viene tenuto ad una tensione leggermente superiore a quella della base, in modo che nel diodo base-emettitore non passa corrente, e di conseguenza non ne passa nemmeno nel circuito di collettore. In queste condizioni nessun segnale appare all'uscita.

Se però noi mettiamo in cortocircuito i terminali A e B per mezzo del pulsante, noi metteremo in parallelo ad R75 il resistore R80 + R85.

La tensione sulla giunzione di emettitore diminuisce, ed il segnale può passare. Ma non subito, in quanto la diminuzione di tensione è ritardata dalla presenza del condensatore C50 che deve scaricarsi. In questo modo si ottiene lo effetto di graduale aumento di volume che si ha nei fischi veri.

Lo stesso fenomeno invertito di segno accade quando il pulsante viene aperto, riproducendo il graduale smorzamento del fischio.

Il condensatore C40 ha principalmente lo scopo di bypassare il resistore di emettitore R75, alla frequenza del segnale, in modo che non si abbia controreazione a questa frequenza, il che abbasserebbe senza scopo il rendimento dell'amplificatore.

Il segnale così manipolato viene portato alla presa di uscita attraverso il condensatore d'isolamento C45.

Il condensatore C55 assorbe tutte le perturbazioni che possono presentarsi sulla linea di alimentazione per effetto della caduta delle batterie o di disturbi captati dall'esterno.

MECCANICA

Il circuito quasi al completo è disposto su un unico circuito stampato per una migliore robustezza ed estetica. Il circuito stampato garantisce inoltre una minore probabilità di errori nella connessione elettrica.

L'intero apparecchio, completo delle due batterie di alimentazione a 9 V cadauna è contenuto in un robusto mobiletto in lamiera, di piccole dimensioni.

Non sono necessarie connessioni esterne al di fuori del cavo che dovrà connettere l'UK 852 all'amplificatore di potenza.

Sulle pareti del mobiletto sono disposti l'interruttore generale ed il pulsante che aziona il fischio.

E' ovvio che in caso di necessità a questo pulsante si può sostituire il contatto di un relè azionato da un radiocomando. Questa possibilità è preziosa nel caso si debba montare l'apparecchio a bordo di modelli navali, dove non è critico il problema dello spazio.

MONTAGGIO

Per facilitare il compito dell'esecutore pubblichiamo la fig 2 dove appare la serigrafia del circuito stampato, sulla quale abbiamo sovrapposto l'esatta disposizione dei componenti.

Per il montaggio di componenti polarizzati come diodi, transistori, condensatori elettrolitici ecc. bisogna curare che l'inserzione avvenga con la corretta polarità pena il mancato funzionamento dell'apparecchio ed eventualmente la distruzione del componente al momento della connessione con la sorgente di energia. Le varie fasi di montaggio sono chiaramente illustrate nell'opuscolo che la AMTRON allega ad ogni suo kit.

COLLAUDO

Siccome l'apparecchio non prevede regolazioni di alcun genere, esso deve funzionare all'inserzione dell'alimentazione.

Con un cavo schermato collegare l'UK 852 ad un adatto amplificatore di bassa frequenza munito di altoparlante. Alimentare il fischio portando l'interruttore generale in posizione ON. Non si deve sentire ancora nulla nell'altoparlante. Il fischio si udirà premendo il pulsante.

Nel caso di mancato funzionamento, escluso ogni errore di montaggio, si può verificare l'integrità dei vari componenti misurando le tensioni nei vari punti indicati nello schema di fig. 1. Se qualcuno di questi valori differisce notevolmente da quello indicato, è segno che qualche componente non funziona nel modo dovuto. In questo caso bisogna individuare il componente difettoso e sostituirlo. Si tratta di un caso rarissimo in quanto i componenti da noi forniti sono sempre della migliore qualità.

Se qualcuno, sotto la sua responsabilità, desiderasse variare le prestazioni del fischio, daremo qui di seguito alcune indicazioni circa le funzioni di alcuni componenti e le conseguenze di una loro variazione.

I condensatori C5, C10 e C15 determinano la nota del fischio. Diminuendo la loro capacità (i tre valori devono stare all'incirca nel medesimo rapporto) il fischio diventa più acuto, mentre viceversa aumentando le loro capacità il fischio diventa più grave. Entro certi limiti si può ottenere una variazione della frequenza cambiando il valore di un solo condensatore, ma tale variazione non deve essere troppo grande rispetto agli altri, perchè al di fuori di certi limiti l'oscillatore cessa di funzionare.

Per diminuire l'entità del soffio si può mettere una resistenza in serie con C35.

Naturalmente, poichè i valori dello schema sono stati scelti per un risultato, a nostro giudizio, il più vicino possibile alla realtà, modificandoli non si otterrà altro che un effetto meno realistico.

radionautica
radiodiffusione
radioamatori

QTC
— —·— — —·—·

di P. SOATI

RADIONAUTICA

RADIOFARI SPAGNA (Areonautica)

ALICANTE, 38° 17' 17" N, 0° 33' 04" W. 280 kHz Al. Potenza 0,3 kW. Segnale RT: **ALT.** servizio diurno.

ALMERIA, 36° 51' 00" N, 2° 22' 40" W. 310 kHz. Al. Potenza 0,2 kW. Segnale RT: **AMR.** Servizio diurno. (Attualmente soppresso).

BAGUR, 41° 57' 00" N, 3° 13' 00' E. 319 kHz Al. Potenza 0,3 kW. Segnale RT: **BGR.** Servizio diurno.

BARCELLONA, 41° 17' 14" N, 2° 00' 30" E. 325 kHz Al. Potenza 1 kW. segnale RT: **QU.** Servizio continuo.

MALAGA, 36° 40' 12" N, 4° 29' 06" W. 256 kHz Al. Portata 50 mg. Segnale RT: **MGA.** Servizio continuo.

MURCIA S. JAVIER, 37° 44' 02" N, 0° 51' 13" E. 381 kHz A2. Portata 40 mg. Segnale RT: **LCZ.** Servizio continuo.

REUS, 41° 08' 45" N, 1° 09' 00' E. 272 kHz Al. Potenza 0,3 kW. Segnale RT: **RES.** Servizio continuo.

ROTA, 36° 38' 37" N, 6° 19' 00" W. 265 kHz A2. Potenza 0,4 kW. Segnale RT: **SBD.** Servizio continuo.

SABADEL (Barcellona Nord), 41° 31' 25" N, 2° 05' 53" E. Potenza 0,25 kW. Segnale RT: **SBD.** Servizio continuo.

SAGUNTO, 39° 40' 26" N, 0° 12' 24" W. 356 kHz Al. Potenza 0,3 kW. Segnale RT:**SGO.** Servizio continuo.

VALENCIA, 39° 26' 35" N, 0° 21' 00" W. 340 kHz A2. Potenza 0,3 kW. Segnale RT: **VLC.** Servizio continuo.

VILLANUEVA, 41° 12' 36" N, 1° 42' 24" E. 380 kHz Al. Potenza 0,25 kW. Segnale RT: **VNV.** Servizio continuo.

RADIOFARI ISOLE BALEARI (Aeronautica)

MAHON (Menorca) 39° 50' 12" N, 4° 12' 42" E. 344 kHz Al. Potenza 0,25 kW. Segnale RT: **MN.** Servizio continuo (modifica delle vecchie caratteristiche).

ANDRAITX (Mallorca), 39° 32' 54" N, 2° 23' 47" E. 384 kHz Al. Potenza 0,06 kW. Segnale RT: **ADX.** Servizio continuo.

IBIZA, Cabo Martinet, 38° 54' 50" N, 1° 28' 10" E. 394 kHz A2. Potenza 0,25 kW. Segnale RT: **IBZ.** Servizio continuo.

PALMA (S. Juan Mallorca), 39° 35' 42" N, 2° 48' 48" E. 307,5 kHz A2. Potenza 0,1 kW. Segnale RT: **SJ.** Servizio continuo.

POLLENZA (Mallorca), 39° 54' 42" N, 3° 05' 54" E. 280 kHz A2. Potenza 0,25 kW. Segnale RT: **POS.** Servizio continuo.

PUERTO COLON (Mallorca), 39° 25' 35" N, 3° 15' 20" E. 401 kHz Al. Potenza 0.06 kW. Segnale RT: **PTC.** Servizio continuo.



Fig. 1 - Quando la radio era ancora per taluni mistero, per altri poesia: la cabina radiotelegrafica del piroscafo passeggeri Giulio Cesare (anno 1922). A sinistra è visibile uno dei primi trasmettitori a valvole costruito dalle officine Marconi di Genova.



Fig. 2 - Carta relativa ai prefissi dei nominativi assegnati ai radioamatori italiani in base al codice postale.

DOCUMENTI DI CUI DEVONO ESSERE DOTATE LE STAZIONI RADIO DI BORDO

Le stazioni di bordo, comprese quelle per il naviglio da diporto devono essere dotate dei seguenti documenti.

1°) Licenza Ministeriale che autorizza l'installazione della stazione. **2°**) certificato che autorizza l'operatore all'uso della stazione. **3°**) registro ossia giornale relativo al servizio radioelettrico, nel quale devono essere annotate la posizione nella quale ha avuto luogo la comunicazione e l'indicazione dell'ora: a) integralmente tutte le comunicazioni relative al traffico di soccorso; b) le comunicazioni di urgenza e di sicurezza; c) le comunicazioni tra la stazione ed altre stazioni mobili o terrestri; d) le avarie od incidenti di qualsiasi tipo.

La stazione dovrà essere inoltre dotata di una nomenclatura in cui siano elencate le stazioni che effettuano servizi di assistenza marittima, radiofari e servizi speciali, del manuale relativo al servizio mobile marittimo. Per il naviglio maggiore è anche richiesta la nomenclatura delle stazioni di navi, ed un tariffario telegrafico per i paesi con i quali la stazione può collegarsi per comunicazioni private.

PRINCIPALI GAMME DI FREQUENZA ASSEGNATE AI SERVIZI AEREI

La lettera **R** si riferisce alla frequenza delle stazioni del servizio aereo mobile riservate alle comuncazioni fra gli aerei e le stazioni aeronautiche principali, il cui compito è quello di assicurare la sicurezza e la regolarità del volo degli aerei civili. Le lettere **OR** si riferiscono invece alle frequenze riservate alle comunicazioni fra gli aerei e le stazioni che non hanno i suddetti compiti. Frequenze in kilohertz:

2850	÷	3025	(R)
3025	÷	3155	(OR)
3400	÷	3500	(R)
3900	÷	3950	(OR - 1ª e 3ª reg.)
4650	÷	4700	(R)
4700	÷	4750	(OR)
5450	÷	5480	(R. reg. 2ª)
5430	÷	5480	(OR. reg. 1ª e 3ª)
5480	÷	5680	(R)
5680	÷	5730	(OR)
6525	÷	6685	(R)
6685	÷	6765	(OR)
8815	÷	8965	(R)
8965	÷	9040	(OR)
10005	÷	10100	(R)
11175	÷	11275	(OR)
11275	÷	11400	(R)
13200	÷	13260	(OR)
13260	÷	13360	(R)
15010	÷	15100	(OR)
17900	÷	17970	(R)
17970	÷	18030	(OR)

Per non creare confusione tralasciamo di indicare le gamme di frequenza comuni ad altri servizi e che sono meno usate dagli aerei delle rotte internazionali, di cui pubblicheremo le principali frequenze nel prossimo numero.

A questo proposito diamo il significato di alcuni termini relativi alla classificazione delle rotte aeree che ci sono state richieste da alcuni lettori.

ZLAMP - si riferisce ad una zona di passaggio di un certo numero di linee aeree mondiali principali che seguono generalmente uno stesso andamento di traffico e geograficamente molto vicine in modo da poter essere logicamente servite da una stessa famiglia di radiofrequenze.

ZLARN - si riferisce ad una zona che contiene un certo numero di linee aeree aventi carattere nazionale o regionale.

VOLMET - si tratta di una zona all'interno della quale gli aerei (cioè le aeronavi) possono ricevere una o più stazioni che trasmettono su onde decametriche.

RADIODIFFUSIONE PER SWL

STAZIONI USA E CANADA UDIBILI DI NOTTE SALTUARIAMENTE IN ITALIA.
(2ª ed ultima parte).

Le frequenze sono indicate in kilohertz. L'asterisco indica le stazioni che trasmettono soltanto nelle ore diurne. La potenza è di 50 kW.

1010 = WINQ* Tampa Fla; WGUN* Atlanta Ga. KXEN St Louis Mo. WINS New York City, CBR Calgary, Alta. CFRB Toronto Ont. **1020** = KGBS Los Angeles, Cal. KSWS Roswelt, NM. KDKA Pittsburg, Pa. **1030** = WBZ Boston, Mass. KCTA* Corpus Christi, Tex. **1040** = WHO Des Moines, Iowa. **1050** = WHN New York City. CHUM Toronto, Ont. **1060** = CFON Calgary, Alta. WNOE New Orleans, La. KYW Philadelphia, Pa. **1070** = WAPI Birmingham, Ala. KNX Los Angeles, Cal. WIBC Indianapolis, Ind. WHYZ* Greenville, S.C. WFLI Lookout Mt. Tenn. WDIA Memphis, Tenn. CBA Moncton, NB. **1080** = KRLD Dallas, Tex, WTIC Hartford. Conn. KWJJ Portland, Ore. WEEP Pittsburg, Pa. **1090** = KING Seattle, Wash. KAAY Little Rock, Ark. WQIK Jacksonville, Flo. WBAL Baltimore, Md. **1100** = KFAX S. Francisco, Cal. KREX Grand Junction, Colo. WKYC Cleveland, Ohio. **1110** = WNAR* Norristown, Pa. KRLA Pasadena, Cal. KFAB Omaha, Nebr. WBT Charlotte, N.C. **1120** = KMOX S. Louis, Mo. KNPW Eugene Ore. **1130** = CKWX Vancouver, BC. KWKH Shreveport, La. WCAR Detroit Mich. WDGY Minneapolis, Minn. WNEW New York City. WISN Milwaukee, Wis. **1140** = KRAK Sacramento, Cal. WRVA Richmond, Va. **1160** = KSL S. Lake City, Ut. WJJD Chicago, Ill. **1170** = WWVA Wheeling, Va. KCQB S. Diego, Cal. KVOO Tulsa Okla. **1180** = WHAM Rochester N.Y. **1190** = KLIF Dallas, Tex. WOWO Ft. Wayne, Ind. KEX Portland, Ore. **1200** = WOAI S. Antonio, Tex. **1210** = WCAU Philadelphia, Pa. **1220** = WGAR Cleveland, Ohio. **1260** = CFRN Edmonton, Alta. **1280** = CJMS Montreal, Que. **1310** = CKOY Ottawa, Ont. CFGH Richmond Hill, Ont. **1320** = CHQM Vancouver BC. **1410** = CFUN Vancouver BC. **1430** = CFKH Toronto, Ont. **1500** = KSTP S. Paul, Minn. WDEE* Detroit, Mich. WTOP Washington DC. **1510** = KGA Spokane, Wash. WLAC Nashville, Tenn WMEX Boston, Mass. **1520** = KACY Port Hueneme, Cal. WKBW Buffalo N.Y. KOMA Oklahome C. Okla. KYXI Oregon C. Ore. **1530** = Cincinnati, Ohio. KFBK Sacramento, Cal. KGBT Harlingen, Tex. **1540** = CHIN Toronto, Ont. KPOL Los Angeles, Cal. KXEL Waterloo, Iowa. WPTR Albany, N.Y. WRCO* Philadelphia, Pa. KBUY Ft. Worth. Tex. **1550** = WMOO* Mobile, Ala. KUAT* Tecson, Ariz. WOKJ Jackson, Miss. **1560** = WQXR New York C. **1570** = CKLM Montreal, Que. **1580** = KTUF* Tempe, Arie. KDAY S. Monica, Cal.

STAZIONI U.S.A. IN ORDINE DI STATO

Indichiamo qui di seguito le principali stazioni radiofoniche USA, cioè di maggior potenza, in ordine di Stato, delle quali si può tentare la ricezione in Italia: Frequenza in kHz:

Alabama **850.** Alaska **750.** Arizona **620.** Arkansans **1090.** California **1530.** Colorado **850.** Connecticut **1080.** Delaware **1410.** Florida **560.** Geargia **750.** Hawai **650.** Idaho **1140.** Illinois **890.** Indiana **1190.** Iowa **1040.** Kansas **1250.** Kentucky **840.** Louisiana

K1VVX

ARRL



"GOOD WILL BETWEEN THE PEOPLE OF ALL COUNTRIES IS A CORNER-STONE FOR WORLD PEACE"

Frank Bartoli Sr.
RR 2, Weed Avenue
Norwalk, Conn. 06850, U.S.A.

FAIRFIELD COUNTY

STATION	DATE	GMT	FREQ.	MODE	RST
I1SOJ	July 14-72 15-72	2137 248	21 21	A1 A1	579 33/579

Fig. 3 - QSL a conferma di QSO con I2SOJ (ex I1PS pentolino stagnato) dell'om K1VVX Frank Bartoli un italiano emigrato in America nel 1918. (FTDX 505 Sommerkamp della GBC Italiana).



Fig. 4 - Una magnifica aurora boreale fotografata nell'Osservatorio Geofisico di Kiruna (20° 10' E, 67° 50' N) nella QSL di SM2EKA a conferma di QSO in banda 21 MHz (FT 277 Sommerkamp della GBC Italiana).

870. Maine **970.** Maryland **1090.** Massachusetts **1030.** Michigan **760.** Minnesota **830.** Mississippi **1550.** Missouri **1120.** Montana **1370.** Nebraska **1110.** Nevada **630.** New Hampshire **1290.** N. Jersey **930.** New Mexico **770.** New York **770.** North Carolina **1110.** North Dakota **550.** Ohio **700.** Oklahoma **1520.** Oregon **1190.** Pennsylvania **1020.** Rhode Island **630.** South Carolina **1390.** South Dakota **570.** Tennessee **650.** Texas **1200.** Utah **1160.** Vermont **1000.** Virginia **1140.** Washington **1510.** West Virginia **1170.** Wisconsin **1070.** Wyoming **1410.**

RADIOAMATORI

PREFISSI DEI NOMINATIVI PER RADIOAMATORI ITALIANI

In figura 4 riportiamo la Carta dei Call-Area italiani edita dalla ARI la quale è adeguata al nuovo codice postale italiano. Pertanto della stessa risulta che l'attuale suddivisione **obbligatoria** è la seguente:

I1 = Alessandria, Aosta, Asti, Cuneo, Genova, Imperia, Novara, La Spezia, Savona, Torino e Vercelli.

I2 = Bergamo, Brescia, Como, Cremona, Mantova, Milano, Pavia, Sondrio e Varese.

I3 = Belluno, Bolzano, Gorizia, Padova, Pordenone, Rovigo, Trento, Treviso, Trieste, Udine, Venezia, Verona, Vicenza.

I4 = Bologna, Ferrara, Forlì, Modena, Parma, Piacenza, Ravenna, Reggio Emilia.

I5 = Arezzo, Firenze, Grosseto, Livorno, Lucca, Massa Carrara, Pisa, Pistoia, Siena.

I6 = Ancona, Ascoli Piceno, Aquila, Chieti, Macerata, Pesaro, Pescara, Teramo.

I7 = Bari, Brindisi, Foggia, Lecce, Matera, Taranto.

I8 = Avellino, Benevento, Campobasso, Caserta, Catanzaro, Cosenza, Isernia, Napoli, Potenza, Reggio Calabria, Salerno.

I∅ = Latina, Perugia, Rieti, Roma, Terni, Viterbo.

IA5 = arcipelago Toscano. IB∅ = Isole Ponziane. IC8 = Isole golfo di Napoli. ID9 = Isole Eolie. IE9 = Isola di Ustica. IF9 = Isole Egadi. IG9 = Isole Pelagie (Lampedusa ecc.). IH9 = Isola Pantelleria. IL7 = Isole Tremiti. IM∅ Isole minori della Sardegna. (S. Pietro, Maddadena ecc.). IS∅ = Isola Sardegna. IT9 = Isola di Sicilia.

Le stazioni con licenza speciale per VHF-UHF sono caratterizzate dal prefisso **IW.**

II4FGM è il nominativo assegnato alla stazione della fondazione G. Marconi di Pontecchio (Bologna).

APPARECCHI DEL SURPLUS

Elenco degli apparecchi del surplus dei quali, dietro invio del solito importo per consulenza, possiamo inviare fotocopia delle descrizioni, ed eventuali modifiche in lingua inglese. **Primo elenco:**

BC221 Frequency meter **(SCR211)** - modelli vari. **BC342** receiver. **BC312** receiver. **BC348/224** receiver. **BC412** radar oscilloscope (to TV receiver and test oscilloscope). **BC645** transmitter/receiver (420 MHz). **BC946B** receiver (conversion to auto receiver). **BC453-4-5, SCR274N, ARC5** receivers (conversion to 10 meters). **BC457-8-9, BC696, SCR274N, ARC5** transmitters (conversion to VFO). **BC625,** transmitter **(SCR522/545)** (2 meter). **BC624,** receiver **(SCR522/542),** (2 meters). **TBY** transceiver (6 and 10 meters). **PE103A,** dynamotor. **BC1068A, BC1161A,** receiver **(SCR268/271** radar) (2 meters).

TRASFORMATORE PARAMETRICO

PER IL FILTRAGGIO E LA STABILIZZAZIONE DELLE TENSIONI

a cura di **EFFETI**

Presentiamo un nuovo sistema per ottenere un buon filtraggio e un'ottima stabilizzazione delle tensioni, attuato per mezzo di un trasformatore parametrico.

Gli apparecchi di comando e di regolazione elettrici richiedono, per dare buone prestazioni e offrire facilità di funzionamento, di essere alimentati con energia a tensione e frequenza costanti; inoltre devono avere una minima percentuale di armoniche e la totale assenza di distorsione.

Questo trasformatore parametrico dà, in effetti, una alimentazione sinusoidale a basso tenore d'armoniche, anche quando l'onda incidente è assai deformata dalle stesse, o da un rumore di fondo di alta frequenza, o da parturbazioni transitorie (transienti).

COSTITUZIONE E PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

In un primo tempo l'apparecchio era stato concepito come filtro di potenza; esso assicura in bassa tensione una stabilità uguale a ± 1% del suo consumo di regime, con delle variazioni di corrente di riga anche del 10%. L'apparecchio, quindi, è particolarmente adatto a proteggere e a stabilizzare il funzionamento di numerosi apparecchi come comandi industriali, apparecchiature elettroniche mediche e di laboratorio, apparecchiature molto sensibili ai disturbi occasionali dell'alimentazione per scariche atmosferiche.

La proprietà caratteristica del nuovo tipo di trasformatore è la non linearità della sua armatura magnetica. Anche se, in linea di massima, il funzionamento di questo trasformatore è più complesso di quello di tipo classico, cercheremo di dare una spiegazione semplificata: in pratica si tratta di un nucleo di lamierini di ferro a tre bracci; da una parte si trova un avvolgimento primario di autoinduzione L_p e dall'altra un avvolgimento secondario di autoinduzione L_s collegato a un condensatore in parallelo, come si vede in fig. 1.

Per il funzionamento normale, vale a dire con frequenze d'ingresso e di uscita uguali, il circuito risonante L_sC viene accordato sulla frequenza data dalla formula:

$$f = 1/\ (2\,\pi\,\sqrt{L_sC}$$

Quando la tensione d'ingresso è inferiore alla tensione minima di funzionamento, il flusso primario Φ_p percorre un circuito chiuso che passa per il braccio di ingresso e per quello centrale dell'armatura; ciò è dovuto al fatto che, nel braccio di uscita, un traferro si oppone al passaggio del flusso primario (il che corrisponde, in pratica, a una riluttanza).

All'aumentare della tensione d'ingresso, la densità del flusso primario nel braccio centrale aumenta fino a raggiungere la saturazione, forzando così una parte del flusso Φ_p nel braccio di uscita e attraver-

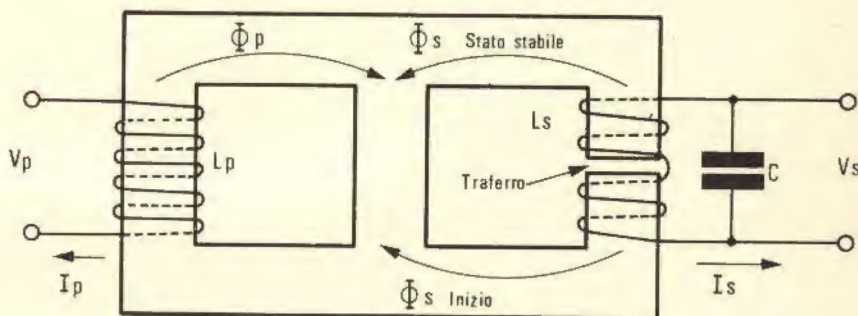


Fig. 1 - Schema di principio del trasformatore parametrico. Esso si mette in funzione aumentando la tensione primaria V_p fino a quando questa è in grado di mandare una parte di flusso primario Φ_p attraverso L_s nel braccio di uscita dell'armatura; dopo questa operazione il flusso Φ_s attraversa il braccio d'ingresso e quello centrale, mentre il flusso secondario Φ_s attraversa il braccio di uscita e quello centrale.

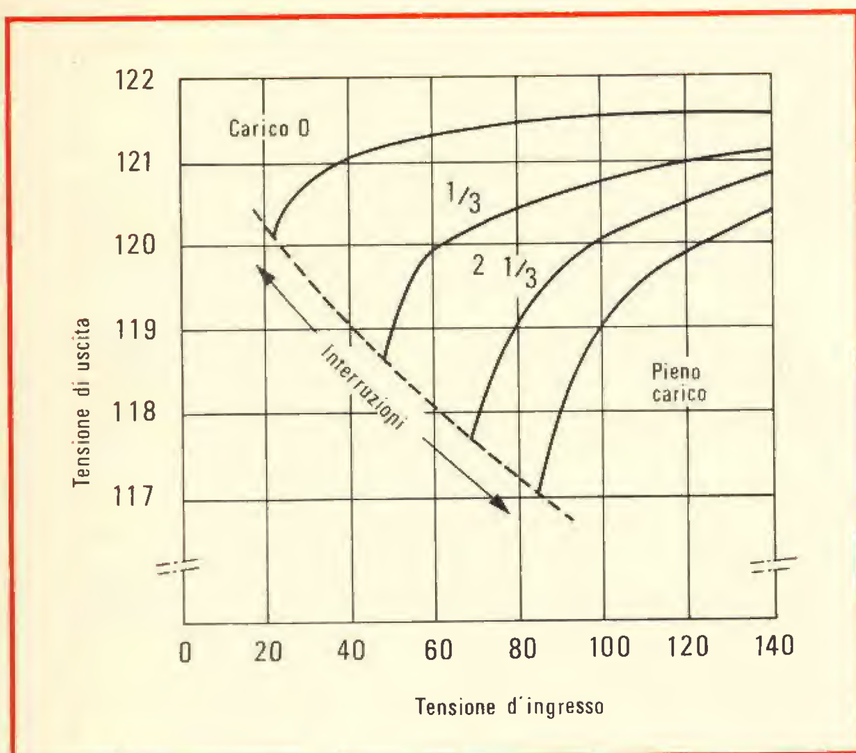


Fig. 2 - Curve illustranti l'azione regolatrice che il trasformatore esercita sulla tensione di uscita; le curve sono state rilevate in diverse condizioni di carico.

so il traferro; ciò ha come effetto l'eccitazione del circuito risonante L_sC e la formazione della tensione di carica o di lavoro V_s.

Il compito del traferro sul braccio di uscita è quello di formare una tensione di uscita virtualmente sinusoidale. Il valore del traferro varia, di solito, con il regime voltampère del trasformatore; questo viene calcolato in modo da produrre la migliore onda di uscita a pieno carico.

La condizione ideale per uscite raddrizzate sarebbe quella di avere delle onde quadrate; per ottenere questo si potrebbe eliminare il traferro.

CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI

Contrariamente ai trasformatori classici e ai regolatori di tensione, il trasformatore parametrico non eroga più, tanto che la tensione d'ingresso ha un valore inferiore al valore predeterminato — di solito

A

B

C

D

Fig. 3 - Serie di forme d'onda d'ingresso e di uscita illustranti l'azione filtrante del trasformatore parametrico su tensioni di 115 V, 60 Hz. In (A) dei parassiti di 600 V all'ingresso, si trovano attenuati a più di 60 dB all'uscita. In B) non si distingue l'interruzione dovuta a un'interferenza di alta frequenza all'ingresso. In C) le discontinuità ingrandite per commutazione ciclica delle cariche, vengono completamente eleminate nella tensione di uscita. In D) l'uscita è sempre sinusoidale anche con un'onda d'ingresso quadrata.

compreso fra 95 e 135 V. Una volta che l'apparecchio è in funzione la tensione di uscita aumenta nel tempo di qualche ciclo, da zero al valore desiderato; l'apparecchio mantiene costante la tensione di uscita anche con un basso valore della tensione d'ingresso.

Ricordiamo che una riduzione prolungata di questa tensione procurerebbe una brusca interruzione la cui ampiezza dipende dal carico.

La gamma normalizzata di questo tipo di trasformatore parametrico è stata concepita per presentare la tolleranza di ± 1% per la variazione della tensione d'ingresso di ± 10%.

La regolazione del carico è superiore a ± 1½%, da zero a pieno carico (fig. 2).

Il fatto che il nuovo trasformatore sia parametrico implica che esso si comporti anche come un filtro; infatti, questo tipo di trasformatore è noto per la sua attitudine a funzionare selettivamente alla sola frequenza per la quale è stato studiato.

Si può così intuire perché si comporta come un filtro di buona qualità; il suo ingresso è effettivamente accoppiato all'uscita per circa 30° per ciclo.

L'attenuazione di forti fluttuazioni passeggere di tensione supera di solito i 63 dB; per delle variazioni di alta tensione e di alta frequenza si producono delle interruzioni trascurabili. Inoltre, il disaccoppiamento effettivo dei circuiti d'ingresso e di uscita, durante la maggior parte di ogni ciclo, sta a significare che la forma d'onda di uscita è virtualmente indipendente da quella d'ingresso.

L'uscita resta sinusoidale tanto nel caso in cui la frequenza d'ingresso sia corretta, quanto che risulti deformata da perturbazioni passeggere o da transienti (fig. 3).

APPLICAZIONI

Il trasformatore parametrico è particolarmente utile nel caso in cui un'apparecchiatura di elevata sensibilità è collegata sulla stessa rete di distribuzione dove sono collegati degli apparecchi industriali. In generale tutti gli ordinatori e i dispositivi a comando numerico sono particolarmente vulnerabili a tutti i tipi di variazione. Impiegato nella preregolazione dell'energia d'alimentazione, il trasformatore assicura la stabilità di tensione necessaria per un buon funzionamento.

Come è noto, le variazioni di questa energia causano delle alterazioni nei risultati di esperimenti di laboratorio e quindi è necessario stabilizzare e filtrare questa energia.

L'illuminazione industriale costituisce un'altra applicazione in quanto, dovendo avere una erogazione di luce costante, l'impiego del trasformatore elimina le interferenze che alcuni sistemi di illuminazione introducono nella rete di distribuzione.

Questo stabilizzatore è generalmente adatto anche a migliorare le tecniche fotografiche ed elettromedicali. Come trasformatore di uscita, esso trova applicazione, nei convertitori di corrente continua e di corrente alternata, in quanto procura automaticamente il filtraggio sinusoidale, la stabilizzazione della tensione di uscita e la protezione contro i cortocircuiti nel carico. Sempre come trasformatore d'uscita, esso trova applicazione negli alimentatori in corrente continua.

L'apparecchio, infine, può servire a convertire la corrente monofase in corrente trifase o anche come variatore di frequenza (da 60 a 20 o 30 Hz).



MEGACICLIMETRO

In ogni laboratorio elettronico la misura della frequenza di sintonia di circuiti risonanti, siano essi «attivi», cioè inseriti in un circuito generatore di segnali, o «inerti», è indispensabile.

Se il circuito è «attivo» la misura potrà essere realizzata con notevole praticità e buona approssimazione con un «ondametro ad assorbimento», strumento capace di «assorbire» una piccola parte del segnale generato con un circuito selettivo atto a fornire un'indicazione della frequenza di lavoro in corrispondenza al massimo dell'indicazione di uno strumento.

Se il circuito è «inerte», non percorso cioè da segnali a radiofrequenza, (e, se il caso, costituito semplicemente da una induttanza e capacità fra loro collegati in parallelo), la misura della frequenza potrà venire effettuata accoppiando il circuito risonante in misura a quello di un generatore a frequenza variabile dotato di uno strumento che controlli la radiofrequenza generata.

Se in queste condizioni si varia la frequenza del generatore a frequenza variabile si osserverà ad un certo punto una brusca e netta diminuzione dell'indicazione dello strumento (che nei circuiti convenzionali è inserito nel circuito di griglia del tubo oscillatore).

Da questo «dip» ossia caduta nella lettura dello strumento si ricava l'indicazione del punto di risonanza del circuito in esame.

Ecco perchè lo strumento è detto comunemente «grid dip meter» o misuratore di caduta della corrente di griglia.

Questa caduta in pratica si verifica perché l'accoppiamento del circuito «inerte» sotto misura, introduce delle «perdite» dell'assorbimento di energia cioè in quello dell'oscillatore, proprio in corrispondenza, ovviamente, della frequenza di risonanza con conseguente riduzione della radiofrequenza generata e misurata dallo strumento.

Queste due disposizioni di misura per circuiti «attivi» ed «inerti» si possono facilmente riunire in un unico strumento così come è stato fatto in questo nuovo prodotto della UNAOHM: il Magaciclimetro EP 518.

Si tratta di un complesso leggero, pratico, maneggevole, autoalimentato con quattro pilette di lunga durata, che permette oltre alle due prestazioni fin qui descritte anche la generazione di radiofrequenza per la produzione di barre orizzontali e verticali, utilissime per la verifica della linearità di scansione dei televisori.

Come si può notare dalla foto di presentazione, lo strumento contiene otto bobine intercambiabili che permettono di coprire, con il funzionamento in ondametro e «grid-dip», la banda dai 3 ai 300 MHz.

Queste bobine vengono innestate in una testa di esplorazione che, collegata opportunamente ad un cordone di raccordo, può essere accostata nel modo più conveniente al punto di misura anche in posizioni difficilmente accessibili.

A richiesta è disponibile una seconda testa di esplorazione con altre sei bobine, esse pure fornite a parte, che permettono invece di coprire una banda di frequenze inferiori (HF) dai 100 kHz ai 50 MHz.

LO SCHEMA ELETTRICO

In fig. 2 è riportato lo schema elettrico dello strumento. Come si nota esso è stato interamente realizzato con componenti allo stato solido.

Iniziamo ad esaminare i circuiti delle due sonde. L'ottimo di comportamento di un «grid-dip» lo si ottiene quando la radiofrequenza generata resta praticamente costante al rotare del condensatore variabile.

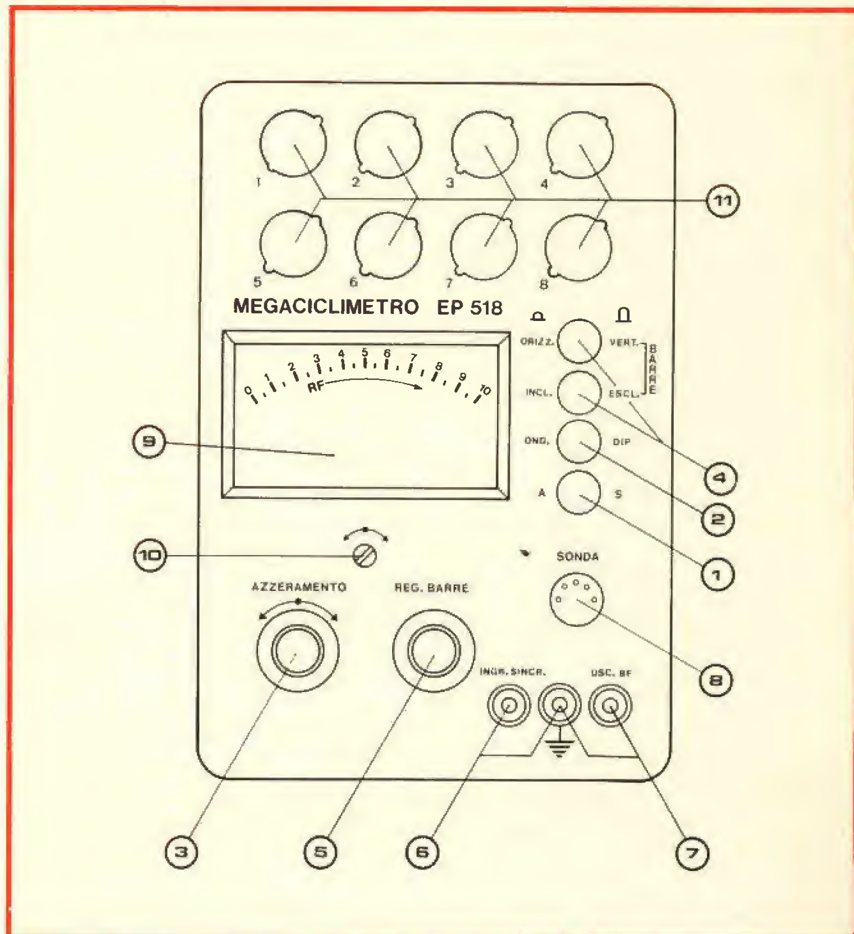


Fig. 1 - Disposizione dei comandi frontali del Magaciclimetro EP 518 Unaohm.

EP518 UNAOHM

Ing. Franco SIMONINI

Particolare cura si è quindi riposta nel realizzare i circuiti di reazione dei due oscillatori a frequenza variabile:

— con le bobine di dotazione nel campo da 3 a 300 MHz, per le quali è stato adottato un circuito in controfase che assicura appunto condizioni ottimali di stabilità di innesco per un vasto spettro di frequenze.

— con le bobine AF di dotazione opzionale nella banda da 100 kHz a 50 MHz mediante un accoppiamento di reazione con adattamento di impedenza tra l'emettitore ed il collettore del transistore oscillatore. In entrambi i casi un diodo OA90 rivela la radiofrequenza generata e tramite una rete di filtro (100 kΩ ed 1 o 3 kpF) invia il segnale ad un amplificatore differenziale realizzato con un integrato µA 741.

Questo stadio amplificatore ha doppia funzione. Se lo strumento opera come ondametro l'ingresso 4 viene chiuso a massa ed esso funziona semplicemente come un ordinario amplificatore.

Lo strumento da 200 µA in uscita diviene così un sensibilissimo rivelatore di radiofrequenza.

Se lo strumento invece opera come «grid-dip» l'indicazione per ogni banda può venire azzerata ed in tal caso lo stadio amplificatore, ope-

CARATTERISTICHE TECNICHE

Frequenza: VHF: da 3 a 300 MHz in 8 gamme
HF: da 100 kHz a 50 MHz in 6 gamme

Precisione di taratura: ± 3%

Modulazione interna: modulazione di ampiezza mediante impulsi di forma rettangolare per l'ottenimento di barre sullo schermo di un televisore

Numero di barre orizzontali e verticali: regolabile da 5 a 9 barre

Sincronizzazione: il generatore degli impulsi di modulazione, per la formazione delle barre verticali, può essere sincronizzato con il televisore al fine di ottenere barre stabili

Rivelazione: rivelazione AM ed innesto per cuffia che permette l'ascolto della modulazione

Gamme: mediante le otto bobine dell'unità VHF è possibile coprire le seguenti gamme:

Bobina n° 1 da	3	a	4,7	MHz
Bobina n° 2 da	4,5	a	7	MHz
Bobina n° 3 da	7	a	14	MHz
Bobina n° 4 da	14	a	25	MHz
Bobina n° 5 da	25	a	50	MHz
Bobina n° 6 da	50	a	90	MHz
Bobina n° 7 da	90	a	170	MHz
Bobina n° 8 da	170	a	300	MHz

mediante le sei bobine dell'unità HF:

Bobina n° 1 da	100	a	300	kHz
Bobina n° 2 da	300	a	900	kHz
Bobina n° 3 da	900	a	2700	kHz
Bobina n° 4 da	2,7	a	5,1	MHz
Bobina n° 5 da	5,1	a	21	MHz
Bobina n° 6 da	21	a	50	MHz

Alimentazione: 4 pile a secco da 4,5 V piatte

Autonomia: per uso intermittente maggiore di 150 ore

Dimensioni: per la sezione alimentatrice: 90 x 140 x 210 mm
per la testa esplorativa: cilindrica 100 x 60 mm

Peso: 2 kg circa

Accessori in dotazione:
— Serie completa otto bobine VHF
— n° 1 Cavo schermato di collegamento tra la sezione alimentatrice e la testa esplorativa

Accessori a richiesta:
— Unità HF
— Serie completa di sei bobine HF
— Supporto contenitore per bobine

rando in differenziale, esalta il «dip» di indicazione di risonanza.

La linearità dell'indicazione della radio frequenza al variare della posizione del condensatore di sintonia è pure assicurata da un circuito, disposto in serie alla alimentazione, che si comporta come un regolatore di corrente con il transistore BC108B.

L'alimentazione è d'altra parte stabilizzata per mezzo di due transistori e due zener in modo che dai 9 V erogati dalle pile si scende ai 6 V di lavoro.

C'è ampio margine per far fronte all'aumento della resistenza interna delle pile e per garantire quindi una lunga durata.

Due parole ora sulla generazione delle «barre». Un multivibratore realizzato con due transistori BC 108B può venire incluso a piacere e regolato sulla frequenza relativa alle barre orizzontali o verticali.

Un comando permette di ritoccare la frequenza relativa.

Questa può essere d'altra parte sincronizzata con relativa facilità iniettando nel circuito, tramite un apposito boccale, la frequenza di riga di 15625 Hz. Questa può venire facilmente captata solo accostando un conduttore isolato alla gabbia delle EAT del Televisore.

La modulazione viene inserita tramite il transistore 2N 2907A. Naturalmente ciò viene fatto solo con la sonda di dotazione delle bande 3 - 300 MHz e non con la sonda HF.

Quando si include il generatore di barre, si esclude automaticamente lo strumento di misura e nello stesso tempo, con lo stesso contatto, si varia la polarizzazione del transistore di regolazione di corrente in modo da aumentare l'uscita a radiofrequenza.

Un'ultima considerazione: è prevista una boccola di uscita contrassegnata dalla dicitura «USC. BF». Per suo mezzo è possibile, infatti, prelevare su bassa impedenza un segnale corrispondente alla modulazione eventualmente impressa alla radiofrequenza presente nel circuito risonante attivo.

Come si vede, si tratta di una disposizione schematica di tipo moderno che prevede infatti l'impiego di circuiti integrati e discreti di alto rendimento.

Ne è risultato uno strumento pratico ed efficace anche perché dotato di notevole sensibilità data la forte capacità di amplificazione e l'azione «in differenziale» del circuito integrato µA 741.

CORRETTO IMPIEGO DELLO STRUMENTO

Ogni strumento ha dei limiti ben precisi legati strettamente alle caratteristiche tecniche e al compromesso pratico realizzativo seguito nel corso del progetto.

Compito di un Megaciclimetro, come questo che stiamo descrivendo, è anzitutto di «individuare» con sicurezza la banda di lavoro in cui è collocata la frequenza di risonanza. La misura di precisione può seguire e nel caso di circuiti «attivi» può venire condotta con un frequenzimetro a battimento od anche digitale.

Il Megaciclimetro può però dare anche una misura di buona approssimazione della frequenza di lavoro.

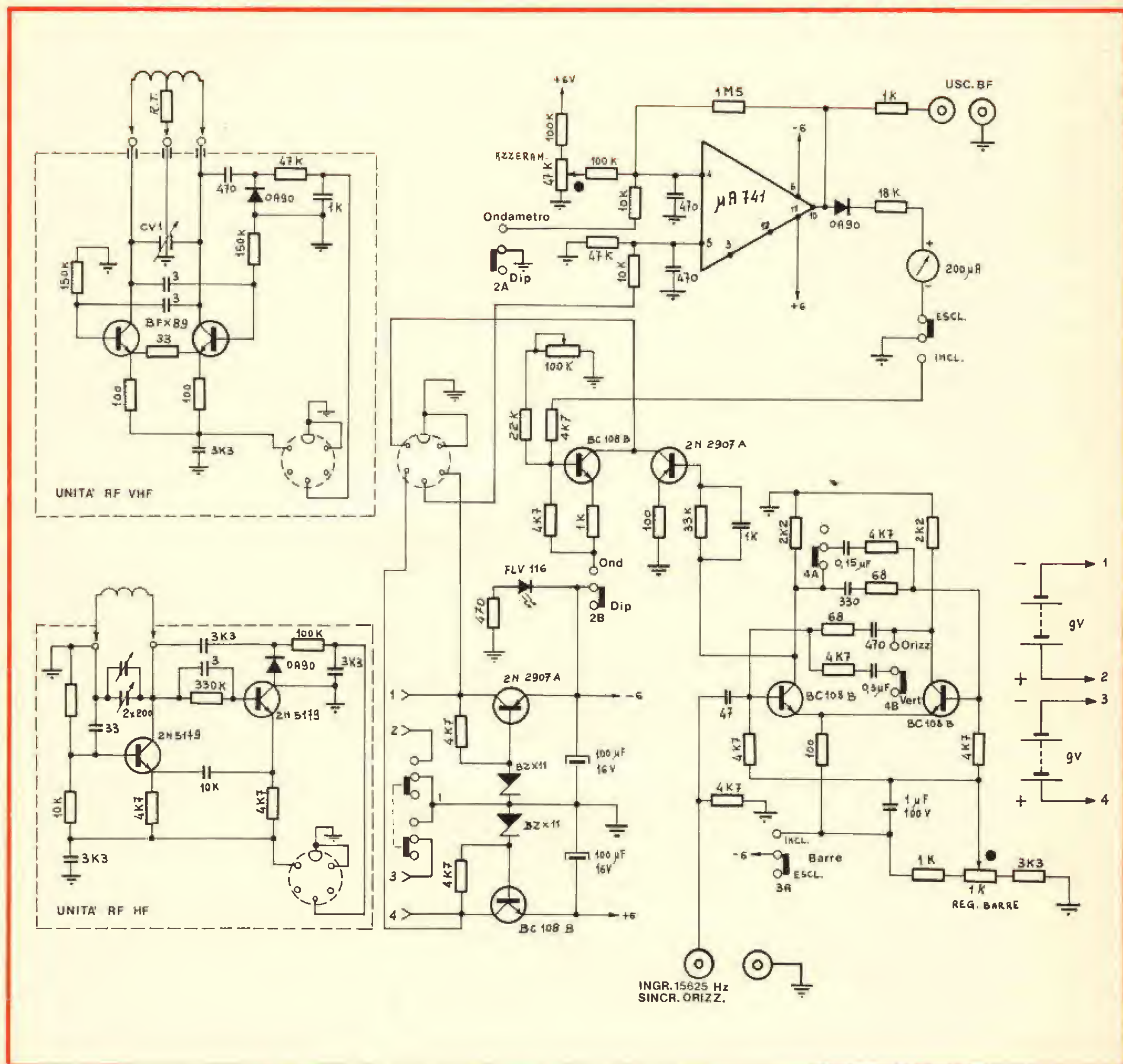


Fig. 2 - Schema elettrico dello strumento. Si tratta di una elaborazione circuitale di nuova concezione che impiega circuiti integrati e componenti discreti. La stabilizzazione di tensione permette una lunga durata delle batterie.

E' tuttavia necessario maneggiarlo con una certa destrezza, specie se si realizza l'accoppiamento con un circuito risonante «inerte» sotto misura.

In fig. 3 sono infatti indicati due metodi classici di accoppiamento di un grid-dip al circuito «inerte» e cioè: induttivo e capacitivo.

Il primo è di gran lunga quello impiegato, mentre al secondo si ricorre solo in casi particolari e con pochi picofarad di capacità.

Nel realizzare l'accoppiamento induttivo (fra la induttanza L_1 di misura e la L_2 del grid-dip) occorre però accostare la sonda esploratrice fino ad ottenere un dip sufficiente a individuare con sicurezza la frequenza di risonanza, ma senza accostarsi di più perché un eccesso di accoppiamento potrebbe provocare incertezze nella lettura.

Il «dip» si può infatti presentare per due frequenze F_1 ed F_2 discoste dalla F fondamentale di risonanza secondo le espressioni:

$$F_1 = \frac{F}{1 - X}, \quad F_2 = \frac{F}{1 \div X}$$

ove X è uguale a $\frac{M}{L_1 \; L_2}$

ed M è il valore della mutua induzione fra le due induttanze.

Ecco perché occorre operare con un minimo di accostamento fra le bobine che realizzano le induttanze L_1 ed L_2; proprio per ridurre al minimo M è quindi il fattore X responsabile del doppio «dip» di misura.

Con un minimo di pratica si ottiene una misura netta e con un unico «dip» o indicazione da parte

dello strumento; particolare questo che nel nostro caso è agevolato dalla sensibilità veramente notevole dello strumento.

C'è un altro motivo per scostare, nel corso delle misure, per quanto possibile la bobina dello strumento dagli oggetti circostanti primo tra i quali il circuito da misurare.

Il Megaciclimetro opera infatti sia come ondametro che come «grid-dip» con un circuito risonante realizzato con una serie di bobine esterne e quindi soggetto ad essere influenzato da ogni capacità o induttanza parassita provocata dagli

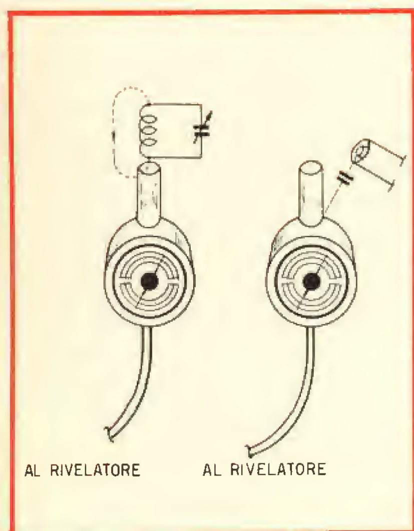


Fig. 3 - Due sistemi di accoppiamento di un grid-dip al circuito induttivo e capacitivo.

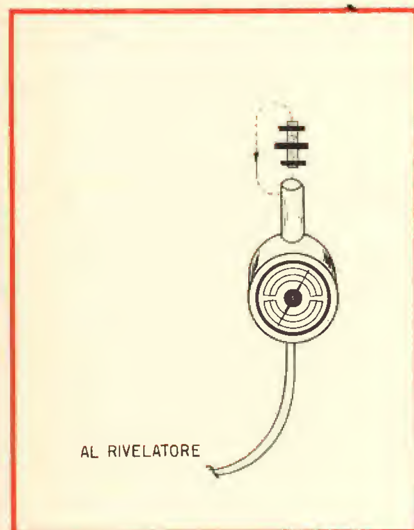


Fig. 4 - Sistema per provare le bobine d'arresto.

oggetti esterni che influenzano così la precisione della misura.

Ciò va sempre tenuto ben presente. Tanto più importante appare quindi ora la cura con cui la UNAOHM ha fatto il possibile per realizzare uno strumento come questo che, in quanto di alta sensibilità, può meglio degli altri essere difeso dalle influenze esterne e quindi dar luogo a misure di notevole sensibilità e realizzate con maggiore facilità che con gli strumenti convenzionali.

COMANDI E CONNESSIONI

Con riferimento alla fig. 1, ecco l'elenco dei comandi dello strumento:

1) **A - S** Interruttore generale dell'apparecchiatura. Accesa a pulsante premuto. N.B. - Onde aumentare l'autonomia del megaciclimetro, si racomanda di non dimenticarlo acceso, quando è inattivo, essendo l'apparecchio totalmente transistorizzato; esso sarà immediatamente disponibile dopo ogni riaccensione.

2) **OND. - DIP.** Selettore delle funzioni dell'apparecchio. Ondametro ad assorbimento a pulsante premuto, grid-dip a pulsante sporgente.

3) **Azzeramento.** Verniero di regolazione della posizione di riposo dell'indice dello strumento indicatore.

4) **Barre.** Pulsanti in inserzione delle barre orizzontali o verticali utilizzabili per la regolazione della geometria dell'immagine di un televisore.

L'apparecchio funziona come generatore di barre solo quando è utilizzato nella gamma VHF.

5) **Reg. barre.** Verniero di regolazione del numero di barre generate.

6) **Ingr. sincr.** Boccole di ingresso dei segnali di sincronizzazione dell'oscillatore generatore di barre.

Quando si intende utilizzare l' apparecchio come oscillatore generatore di barre verticali, onde ottenere delle barre assolutamente stabili, è utile ricorrere alla sincronizzazione del generatore stesso, applicando alle boccole INGR. SINCR. gli impulsi di sincronismo di riga derivati dal televisore.

7) **Usc. BF.** Boccole di uscita del segnale di bassa frequenza ottenuto dalla rivelazione del segnale a radio frequenza indotto nella bobina dell'apparecchio quando questi funziona come ondametro.

8) **Sonda.** Presa per il collegamento della testa esploratrice dell' apparecchio all'apparecchio stesso. Innestarvi lo spinotto del cavo di collegamento alla testa esploratrice.

9) Strumento indicatore.

10) Vite di azzeramento meccanico dell'indice dello strumento (9).

11) Sede di alloggiamento delle bobine intercambiabili della testa esploratrice.

N.B. Sulla testa esploratrice stessa, è montato il comando della regolazione della frequenza di esercizio; questo comando agisce direttamente sul condensatore variabile e sull'indice delle frequenze.

ISTRUZIONI PER L'USO

Con riferimento alle indicazioni riportate in fig. 1.

— Innestare nell'apposita sede contrassegnata SONDA (8) lo spinotto collegato all'estremità del cavo di uscita della testa esploratrice.

— Desiderando utilizzare lo strumento come ondametro ad assorbimento, premere il pulsante OND. - DIP. (2), ruotare il potenziometro «AZZERAMENTO» tutto verso destra; in questa condizione l'indice dello strumento si manterrà leggermente spostato a destra dello zero fino a che la bobina del Megaciclimetro non sia accoppiata al circuito in esame.

Si avvicini quindi l'apparecchio, e più precisamente la bobina, al circuito oscillante di cui si vuole determinare la frequenza e si ruoti il comando di frequenza fino ad ottenere la massima indicazione dello strumento: in tali condizioni si leggerà direttamente sulla scala di frequenza, tenendo conto della bobina

inserita, la frequenza del circuito in esame.

L'accoppiamento tra la bobina del Megaciclimetro ed il circuito in prova deve essere quello strettamente necessario per avere una indicazione sicura dello strumento; è opportuno evitare un eccesso di accoppiamento per non variare le caratteristiche del circuito in prova e causare quindi degli errori nella frequenza misurata.

— Desiderando utilizzare lo strumento come «grid-dip-meter» rilasciare il pulsante OND. DIP. (2) e regolare il comando AZZERAMENTO (3) in modo tale che l'indice dello strumento si porti verso il centro scala.

Variando la frequenza dal minimo al massimo e intercambiando le bobine, l'indicazione dello strumento subisce delle variazioni, può essere perciò necessario ritoccare la sensibilità di volta in volta in modo da riportare l'indice nella posizione opportuna. Avvicinando la bobina del Megaciclimetro al circuito in esame, si regoli lentamente la frequenza fino a quando si osserva una rapida e brusca diminuzione dell' indicazione dello strumento, ossia della corrente del circuito oscillante, per tale posizione si leggerà sulla scala di frequenza, tenendo conto della bobina montata, direttamente il valore di frequenza del circuito in esame.

Nell'osservare la diminuzione della corrente, si tenga presente che questa varia al variare della sintonia; si consiglia pertanto di eseguire alcune misure su circuiti con caratteristiche note, per prendere familiarità con i sistemi di accoppiamento e col comportamento generale dell'apparecchio, onde evitare di incorrere in errori grossolani, o di supporre inesistenti disfunzioni dell'apparecchio.

— Per utilizzare l'apparecchio come generatore di barre, predisporre il pulsante (2) in posizione DIP; inserire le barre orizzontali o quelle verticali o entrambe agendo sui pulsanti BARRE (4). Inserire nella testa esplorativa la bobina relativa alla frequenza del canale di emissione sul quale si vuole provare il televisore ed accoppiare il Megaciclimetro al circuito d'antenna del televisore; l'accoppiamento dovrà essere tale da non sovraccaricare il circuito di ingresso, ma d'altra parte dovrà essere sufficiente per produrre un'immagine ben contrastata.

Per ottenere una figura assolutamente stabile è opportuno sincronizzare il circuito generatore di barre alla scansione orizzontale del televisore; cosa facile da ottenere, applicando alle boccole INGR. SINCR. (6) degli impulsi a frequenza di riga che possono essere agevolmente ottenuti mediante un conduttore semplicemente avvicinato alla gabbia EAT del televisore in prova.

APPLICAZIONI PRATICHE

Il campo di applicazione di un Megaciclimetro è assai vasto: si può infatti dire che esso si rende utile tutte le volte che si abbia a che fare con dei circuiti oscillanti.

Poiché non sarebbe evidentemente possibile elencare tutti i vari impieghi, accenneremo alle norme di carattere generale ed alle applicazioni che ci sembrano più tipiche e dalle quali è possibile ricavare il principio per applicazioni particolari.

L'impiego normale del Megaciclimetro consiste nella misura della frequenza di accordo, dei circuiti oscillanti, di cui diamo qualche esempio nei primi tre capoversi; seguono poi alcuni impieghi particolari:

1) Messa a punto dei circuiti di media frequenza di un televisore

I circuiti a frequenza intermedia tra di loro spostati in frequenza ed a larga banda passante, possono essere assai convenientemente messi a punto con il Megaciclimetro.

Tali circuiti sono generalmente del tipo a nucleo regolabile di ferrite, in tal caso, mantenendo la frequenza del Megaciclimetro sul valore di taratura, basterà spostare il nucleo fino ad ottenere l'indicazione dell'accordo.

Assai conveniente è pure il controllo della frequenza dell'oscillatore locale, facilmente ricavabile mediante il Megaciclimetro nella funzione di ondametro.

2) Messa a punto di circuiti oscillanti trasmittenti

L'uso del Megaciclimetro è utilissimo per eseguire l'accordo preventivo dei vari stadi, mentre l'alimentazione anodica è esclusa. Si tenga presente che i tubi elettronici debbono essere inseriti nei rispettivi zoccoli ed il circuito deve risultare completo.

Eseguendo l'accordo, anche approssimativo, prima di inserire l' alimentazione anodica allo stadio fi-

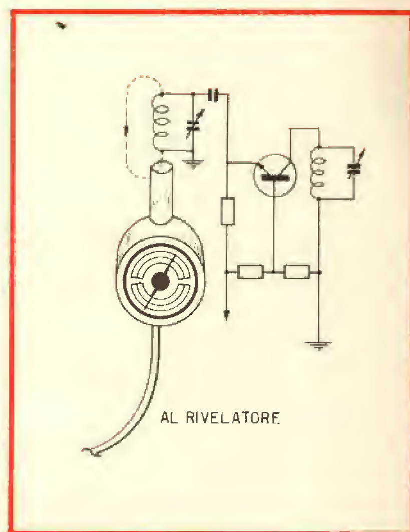


Fig. 5 - Accoppiamento dell'apparecchio per neutralizzare un circuito trasmittente.

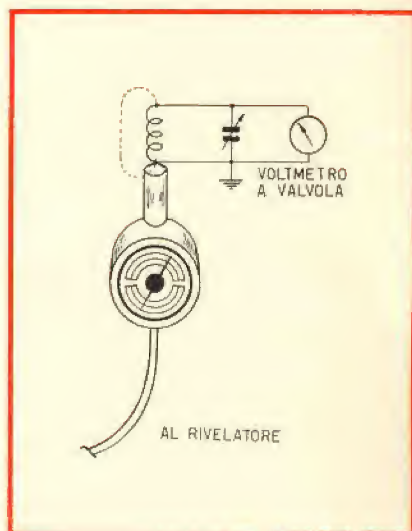


Fig. 6 - Accoppiamento da effettuare per l'indicazione relativa del Q di circuiti.

nale si evita, come è noto, di provocare una dissipazione eccessiva di calore nel tubo finale, che potrebbe danneggiare gravemente il tubo stesso. Inoltre si eviterà di eseguire accordi su armoniche o altre frequenze spurie.

3) Messa a punto di stadi moltiplicatori

Nel caso di stadi moltiplicatori di frequenza la messa a punto dei vari circuiti può risultare assai difficoltosa essendo possibile eseguire l'accordo su un'armonica piuttosto che su un'altra.

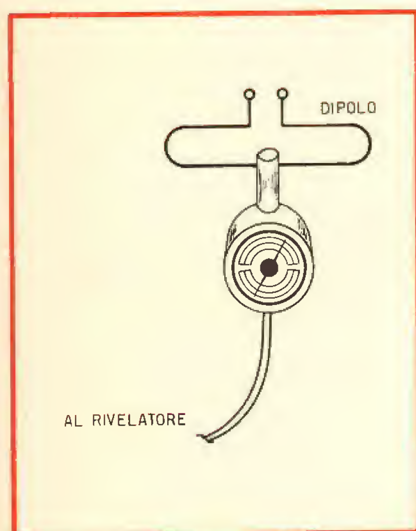


Fig. 7 - Accoppiamento da effettuare per la misura della frequenza di risonanza d'antenna.

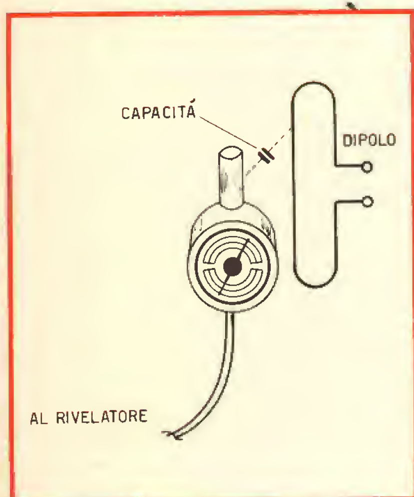


Fig. 8 - Accoppiamento capacitivo per la misura della frequenza di risonanza d'antenna.

Disponendo invece del Megaciclimetro si potrà, anche prima di mettere in funzione l'apparecchio, accordare il circuito oscillante in questione sulla armonica desiderata, evitando in maniera assoluta qualsiasi falso accordo.

4) Controllo di bobine d'arresto

Nella bobina d'arresto per alta frequenza occorre verificare che la frequenza propria di risonanza, determinata dall'induttanza e dalla capacità distribuita, risulti fuori della banda di frequenza impiegata.

Allo scopo si disponga la bobina d'arresto in prova in prossimità del Megaciclimetro e, con terminali aperti (vedi fig. 4). Si impieghi l'apparecchio nella funzione di grid-dip, il Megaciclimetro misurerà direttamente la frequenza di risonanza.

5) Neutralizzazione di circuiti trasmittenti

Si usi l'apparecchio come grid-dip.

Dopo aver interrotto l'alimentazione anodica al trasmettitore, si accoppi l'apparecchio al circuito volano di griglia dello stadio da neutralizzare, o nel caso di accoppiamento capacitivo al circuito di placca dello stadio precedente (vedi fig. 5). Si intende che tale circuito deve essere già stato sintonizzato alla frequenza esatta.

L'accoppiamento deve essere piuttosto stretto e lo strumento deve indicare la massima risonanza (minima deviazione).

La neutralizzazione è raggiunta quando, rotando il condensatore variabile del circuito anodico dell'amplificatore, non si avverte nessuna deviazione dell'indice dello strumento.

Un altro sistema consiste nell'usare lo strumento come ondametro: in questo caso si tolga l'alta tensione dello stadio amplificatore da neutralizzare, lasciando in funzione lo stadio pilota.

Si accoppi l'apparecchio, sintonizzato alla frequenza del pilota, al circuito anodico dell'amplificatore. Il condensatore di neutralizzazione deve essere regolato fino a che lo strumento non dà più nessuna indicazione.

6) Indicazione relativa del «Q» di circuiti

Al circuito in esame si accoppi il il Megaciclimetro usato come grid-dip (vedi fig. 6) e lo si porti al massimo di risonanza, seguendo l'indicazione di un voltmetro a valvola.

Si varii in senso e nell'altro la frequenza emessa dal Megaciclimetro, in modo che il voltmetro a valvola dia una indicazione pari a circa il 70% di quella corrispondente alla frequenza di risonanza.

Il fattore di merito «Q» del circuito si calcola con la formula

$$Q = \frac{Fr}{\Delta F}$$

in cui Fr è la frequenza di risonanza e ΔF la differenza fra le due frequenze fuori risonanza trovate.

L'accoppiamento deve essere inizialmente scelto in modo da avere la massima lettura del voltmetro a valvola e deve poi rimanere immutato durante il resto dell'operazione.

Se il fattore di merito è molto grande, può essere necessario determinare la frequenza con un rivelatore tarato, perché i punti fuori risonanza risultano troppo vicini fra loro per poter essere letti accuratamente sulla scala dell'apparecchio.

7) Misura della frequenza di risonanza d'antenna

Si usa l'apparecchio come grid-dip. L'accoppiamento deve essere fatto in un punto a bassa impedenza (ventre di corrente, come mostra la fig. 7): questo coincide col centro nelle antenne a mezza onda, mentre in quelle più lunghe dista da una estremità di un numero dispari di quarti d'onda.

(Si tenga presente che un'antenna a onda intera non risulta a mezza onda alla metà esatta della sua frequenza di risonanza a causa degli effetti di estremità; pertanto è necessario effettuare le relative misure sempre, su una antenna posta nelle condizioni reali di funzionamento).

La misura deve essere eseguita con l'antenna quanto più possibile prossima alla sua posizione finale

di funzionamento, poiché se compiuta su una stessa antenna di diverse posizioni, si possono notare delle differenze di risonanza sorprendenti. Se è praticamente impossibile raggiungere un punto a bassa impedenza, si può eseguire una misura in un punto ad alta impedenza (ventre di tensione), usando un accoppiamento capacitivo come mostra la fig. 8.

Quando il punto ad alta impedenza è una delle estremità, l'effetto di estremità verrà alterato dalla presenza dell'apparecchio e la frequenza di risonanza dell'antenna diminuirà leggermente. Di questo fatto bisogna tener conto delle misure, che daranno un valore dal 2% al 5% minore di quello che si avrebbe se l'apparecchio fosse in un altro punto.

Durante la misura, la linea di alimentazione non deve essere collegata all'antenna. Si troverà la vera risonanza dell'antenna soltanto se la linea di alimentazione sarà esattamente adattata oppure chiusa su una resistenza; in caso contrario la linea di alimentazione presenta una reattanza, che altera la lunghezza elettrica dell'antenna stessa.

Se l'antenna deve essere normalmente usata con il centro aperto, questo va cortocircuitato durante la misura, con un filo il più corto possibile. Questa operazione deve essere eseguita anche sui dipoli ripiegati.

8) Correzione di taratura di linee di alimentazione sintonizzate

Si usa l'apparecchio come griddip e si misura la frequenza di risonanza del circuito sintonizzato in serie od in parallelo alle estremità della linea di alimentazione dal lato trasmettitore. Se non si riesce ad avere risonanza alla frequenza desiderata, occorre modificare il circuito sintonizzato o la lunghezza della linea di alimentazione a seconda della frequenza di risonanza trovata.

9) Linee di alimentazione non sintonizzate

Dopo aver regolato l'antenna alla giusta lunghezza, si può connettere alla stessa una linea di alimentazione non sintonizzata impiegando un opportuno sistema di adattamento.

L'adattamento d'impedenza può essere eseguito impiegando un ponte d'impedenza per trasmissione o un indicatore di onde stazionarie e usando contemporaneamente il Megaciclimetro (sintonizzato alla frequenza di risonanza dell'antenna) come generatore di segnali.

Il dispositivo adattatore di impedenza deve essere regolato in modo da portare il rapporto di onde stazionarie quanto più possibile prossimo a 1.

Se tale rapporto rimane notevolmente discosto dall'unità, significa che il sistema di adattamento è inadatto, oppure che la risonanza dell'antenna è variata.

Quest'ultimo caso può essere verificato variando leggermente la frequenza emessa dall'oscillatore fino a trovare il migliore rapporto di onde stazionarie, cui corrisponde la risonanza dell'antenna.

Se necessario, si può allora modificare la lunghezza fino ad ottenere l'adatto rapporto di onde stazionarie alla frequenza desiderata.

10) Misura di induttanza e capacità

Disponendo di induttanza o di condensatori di valore noto è possibile realizzare rispettivamente altre capacità o induttanze dai circuiti risonanti parallelo. Misurando la frequenza di risonanza dei circuiti così ottenuti è possibile ricavare, con un semplice calcolo, il valore del componente con una buona approssimazione.

Se si dispone, tra l'altro, di un condensatore campione dotato di scala e di curva di taratura, la sintonia fornisce immediatamente per differenza delle due letture del condensatore campione il valore della capacità aggiunta in parallelo al circuito risonante parallelo.

Queste misure sono particolarmente importanti quando si desideri ad esempio realizzare un gruppo di alta frequenza, (per un ricevitore autocostruito ad esempio), o per verificare l'effettiva copertura di banda di un condensatore variabile ed un'induttanza come pure la possibilità di ritocco di banda tramite le viti di taratura in ferrite delle induttanze.

11) Misura della qualità di modulazione oltre che del campo generato da un trasmettitore

L'elevata sensibilità dell'EP 518 impiegato come ondametro permette agevolmente il controllo del campo generato da un trasmettitore.

Basterà accoppiare, anche alla buona, (con qualche spira avvolta sulla bobina relativa alla banda di lavoro) un tratto di conduttore come dipolo approssimativamente calcolato per la frequenza di lavoro.

Così pure i terminali previsti permetteranno, come si è già accennato, il controllo della modulazione.

N.B. Per queste ultime applicazioni lo strumento, oltre che per i laboratori di elettronica in genere, si presta come strumento utilissimo per l'attività dei radioamatori.

Diciamo pure che di fatto esso è lo strumento che, in ordine di importanza, viene subito dopo l'analizzatore o tester provacircuiti.

MANUTENZIONE

L'EP 518 è stato costruito con accorgimenti meccanici atti a permetterne l'impiego per gli usi più vari con un insieme compatto ed eccezionalmente robusto.

Tutta la manutenzione si riduce in pratica alla sostituzione periodica delle 4 pile da 4,5 V. La verifica della loro efficenza può venire condotta con estrema facilità misurando con un voltmetro a basso consumo la tensione presente ai capi delle boccole di massa ed uscita di bassa frequenza (7), dopo avere rotato del tutto in senso antiorario il comando di azzeramento (vedi fig. 1). La lettura dovrà essere compresa tra i 5,5 ed i 4,5 V.

Comunque, dovendo lasciare inattivo lo strumento per lungo tempo, si consiglia di rimuovere le pile per evitare che il loro deterioramento provochi l'ossidazione e la corrosione dei terminali di connessione.

FILTRO AUDIO REGOLABILE

Cap. LC. P. MASSA

Il filtro che descriviamo ha effettivamente la particolarità di provocare una forte attenuazione delle interferenze dovute a battimenti od altri disturbi vari, e può essere costruito in brevissimo tempo.

Questo dispositivo è della massima semplicità di funzionamento poiché deve essere inserito esternamente fra l'uscita di bassa frequenza del ricevitore e la cuffia dell'operatore.

La perdita di potenza, dovuta al suo inserimento nel circuito di uscita, è praticamente trascurabile e non superiore a quella dovuta, ad altri filtri dello stesso genere.

Il circuito del filtro, come mostra la figura 1, è costituito da due sezioni: la prima è un filtro passa-banda con larghezza di 55 ÷ 2000 Hz, il cui compito è ridurre l'ampiezza di banda della bassa frequenza, ma in modo che il parlato sia sempre chiaramente comprensibile.

La curva di risposta di tale sezione è rappresentata in figura 2A. La seconda sezione non è altro che un filtro di assorbimento, regolabile, molto efficace, il cui compito è quello di eliminare quei segnali continui a frequenza acustica indesiderati e dovuti ovviamente al battimento fra due emittenti. Esso è sintonizzabile fra 350 e 6000 Hz e la sua risposta è illustrata in figura 2B.

La curva complessiva di risposta dei due filtri è invece visibile in figura 2C.

Il buco che si osserva in questa curva di risposta, e che può essere spostato a piacere, praticamente ha ben poco effetto nella resa dello spettro audio e, se non è presente alcun battimento, può essere regolato in modo da ottenere la migliore qualità di riproduzione.

LO SCHEMA ELETTRICO

La figura 3 illustra lo schema elettrico del filtro nel suo insieme, e ciò il filtro passa-basso a pi-greco di costante «k» ed il filtro a T passa-alto.

Con questo sistema si ottiene lo scopo di usare il minimo numero di induttori e di conseguire, fuori della banda passante, una attenuazione costantemente crescente.

Il circuito sintonizzabile si basa sul funzionamento del classico Ponte di Wien.

La figura 4 illustra il funzionamento basilare di questo tipico circuito. Ad una data frequenza

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

l'impedenza della combinazione **CR** in parallelo, che chiameremo **Z**, corrisponde alla metà della combinazione **CR** in serie, come mostrato dalla fig. 4B. Poiché gli altri resistori del circuito hanno dei valori parimenti proporzionali, il ponte risulta bilanciato e perciò su tale frequenza in cuffia non si sentirà alcun segnale mentre per le altre frequenze il ponte è sbilanciato; pertanto saranno udibili i relativi segnali.

Agendo in modo da variare il valore delle resistenze **R** si può sintonizzare il ponte in maniera da escludere la frequenza indesiderata.

Si osserva inoltre che nel circuito è visibile un potenziometro da 1 kΩ il cui compito è mantenere l'equilibrio in presenza di eventuali differenze, rispetto ai valori nominali, che si possono riscontrare per i condensatori da 0,04 μF e per eventuali errori di allineamento dei due potenziometri, che sono calettati sullo stesso asse.

In pratica questo potenziometro deve essere ritoccato una volta tanto.

L'uscita del filtro è avviata alla cuffia attraverso due resistori da 33 kΩ ed un trasformatore. I due resistori hanno il compito di bilanciare la capacitanza dell'avvolgimento del trasformatore a terra,

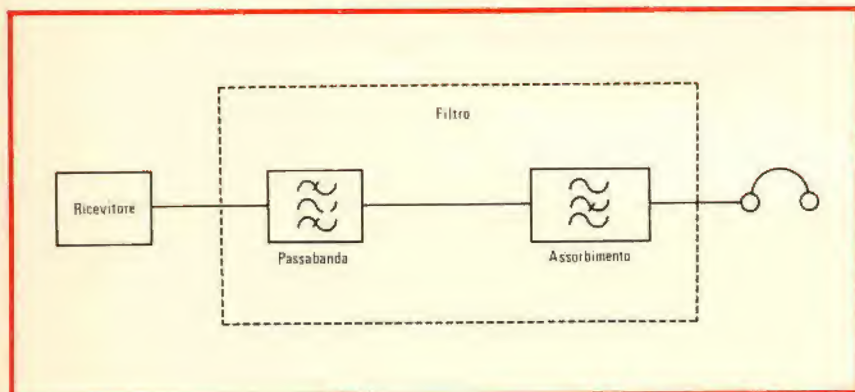


Fig. 1 - Schema di principio del filtro audio.

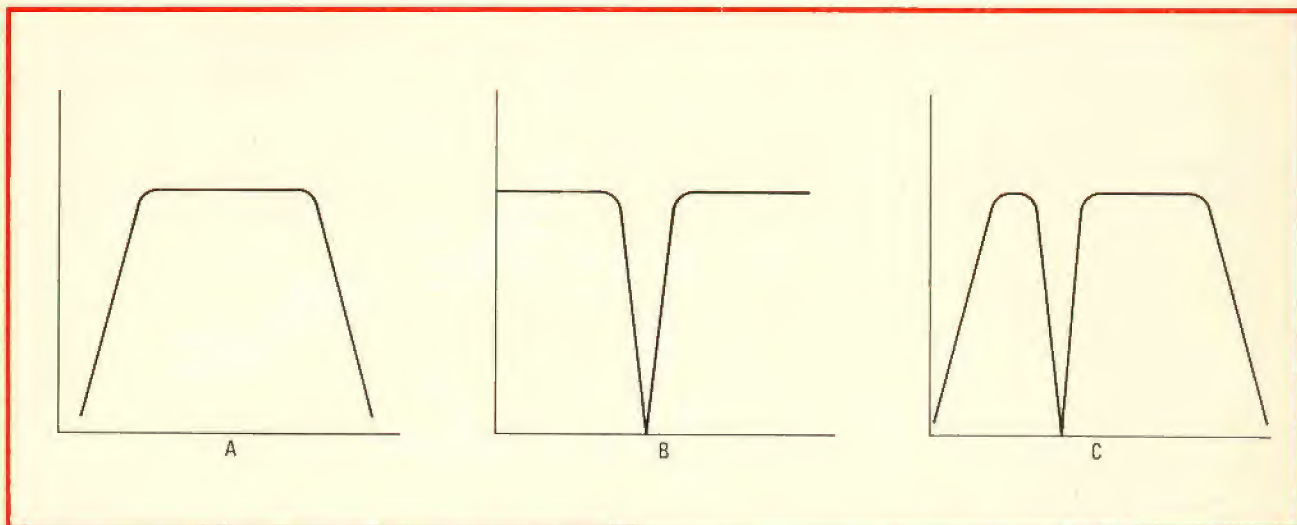


Fig. 2 - Curve di risposta delle due sezioni del filtro (vedere testo).

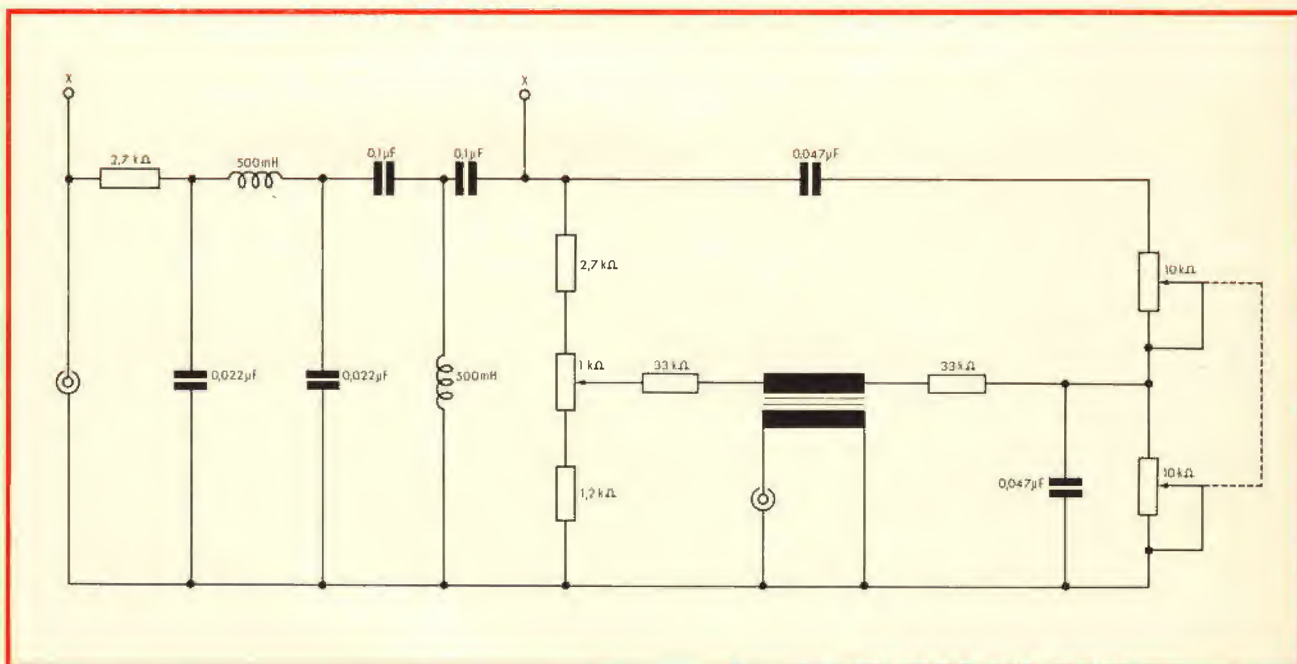


Fig. 3 - Schema elettrico completo del filtro audio per la eliminazione delle interferenze in bassa frequenza.

poiché altrimenti si ridurrebbe l' acutezza della frequenza che si desidera eliminare.

COSTRUZIONE E FUNZIONAMENTO

La costruzione del filtro non presenta difficoltà. Per eliminare il più possibile le capacità parassite dovute ai componenti il Ponte di Wien, il cablaggio dei resistori da 33 kΩ deve essere il più corto possibile.

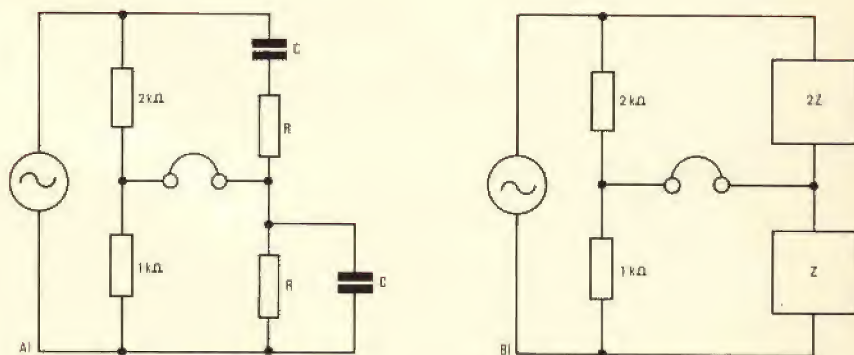


Fig. 4 - Schema di principio di un circuito a ponte di Wien.

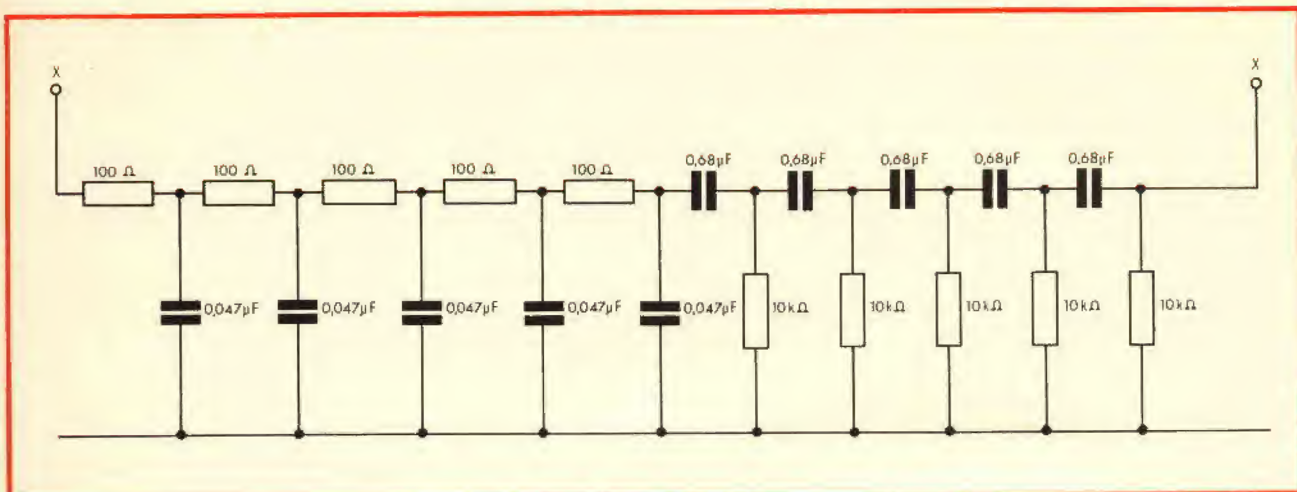


Fig. 5 - Schema elettrico di un filtro passa-basso in cui non sono usati induttori.

L'insieme dei componenti, a montaggio avvenuto, può essere contenuto in una scatola metallica od anche di plastica.

Prima di chiudere il coperchio occorrerà regolare i potenziometri in modo che il livello dei segnali udibili in cuffia sia soddisfacente. Qualora si incontrino delle difficoltà nella regolazione può essere opportuno sostituire i resistori da 33 kΩ con altri esemplari fino a trovarne due che abbiano effettivamente lo stesso valore.

Per controllare l'efficienza del filtro è consigliabile sintonizzare il ricevitore su una stazione a modulazione di ampiezza facendola interferire dal generatore di segnali oppure, se esiste, dal dispositivo di beat.

In queste condizioni si regoleranno i comandi, relativi ai due potenziometri calettati sullo stesso asse in modo da eliminare l'interferenza. Come abbiamo detto per ottenere i migliori risultati può essere opportuno ritoccare i comandi del potenziometro P1.

Il circuito di figura 1 è ovviamente quello che consente di ottenere i migliori risultati. Qualora, però, si desiderasse realizzare un circuito similare in cui non siano impiegati degli induttori, è possibile orientarsi verso il circuito di figura 5 il quale presenta una larghezza di banda piuttosto ampia che va da 200 a 5000 Hz e la cui curva di risposta non ha certo la forma ideale.

Per questa soluzione, la relativa inserzione deve essere fatta nei punti «X» «X» indicati in figura 3.

INAUGURATA IN OLANDA UNA STAZIONE PER COMUNICAZIONI VIA SATELLITE

In Olanda è stata inaugurata una stazione per comunicazioni via satellite. La stazione, costruita nell'ambito del programma di potenziamento del Servizio Postale olandese, è la prima di questo genere in Olanda. Opererà via Intelsat IV, che staziona al di sopra dell'Oceano Atlantico. La maggior parte delle apparecchiature, inclusi trasmettitori, ricevitori ed amplificatori, ecc. sono state fornite dal Reparto Telecomunicazioni Philips di Hilversum.

Una volta in funzione, sarà possibile ottenere collegamenti diretti con gli Stati Uniti, il Canada ed Israele e si potranno raggiungere perfino le Antille e la Guayana Olandese.

LA CORRENTE ELETTRICA E L'ORGANISMO UMANO

seconda parte **di Piero SOATI**

Nel corpo umano la resistenza elettrica diminuisce con l'aumentare della corrente, della tensione e del tempo. Quando però il corpo stesso è stato soggetto ad ampie scottature, sia per contatto che per scariche elettriche dovute all'alta tensione, si adotta il valore medio di resistenza di 500 Ω.

La fibrillazione ventricolare è una delle conseguenze più pericolose delle scosse elettriche perché, in questo caso, la rianimazione non ha alcun effetto pratico senza l'immediato impiego di una attrezzatura particolare che, in genere, è in dotazione dei maggiori ospedali e dei mezzi attrezzati appositamente per questo scopo.

Per fibrillazione ventricolare si intende una grave aritmia cardiaca in cui non si ha una contrazione sufficiente di modo che il cuore non è più in grado di svolgere la sua funzione di pompa. Ciò è dovuto al fatto che le miofibrille ventricolari si contraggono disordinatamente dando l'impressione, secondo un ben trovato paragone, di vermi che si contraggono.

E' perciò di grande importanza stabilire la corrente minima che può provocare la fibrillazione ventricolare; appare tuttavia evidente che, prove di questo genere, non possono essere effettuate direttamente sull' uomo e pertanto l'unica possibilità è quella di eseguire esperimenti sugli animali.

A parte la scarsa affidabilità che si può fare su questo genere di estrapolarizzazione, bisogna ammettere che oggigiorno si dispone altresì di pochi dati quantitativi. Gli esperimenti più validi sono, comunque, quelli eseguiti su animali il cui cuore aveva le stesse dimensioni del cuore umano, come ad esempio le pecore.

In questo caso i risultati più attendibili sono stati ottenuti applicando un elettrodo ad una zampa anteriore dell'animale e l'altro elettrodo alla opposta zampa posteriore.

Gli sperimentatori stabilirono, attenendosi al suddetto metodo, le correnti minime di fibrillazione mediante una serie di otto prove effettuate su quattro differenti tipi di animali.

La figura 9 si riferisce alla relazione fra la corrente di fibrillazione a 60 Hz e la durata delle scosse elettriche, osservata sulle pecore, mentre la figura 10 si riferisce ad una serie di identici esperimenti fatti sui cani.

Si è potuto constatare in pratica che il rapporto corrente-tempo poteva essere espresso dalla relazione $I = k/\sqrt{t}$ in cui **I** si riferisce al valore efficace della corrente espressa in milliampère e **t** al tempo espresso in secondi.

Riferendoci così ai valori ottenuti su animali del peso di 70 kg, si può adottare lo stesso valore di **k** per l'uomo. Ciò consente di stabilire che per l'uomo il fattore **k** è compreso fra i valori di 165 mA $s^{1/2}$ e 185 mA $s^{1/2}$.

Pertanto, con una probabilità di errore dello 0,5%, si può ammettere che la corrente minima che può dare luogo a fenomeni di fibrillazione ventricolare in un corpo umano abbia un valore efficace di $165/\sqrt{t}$ mA e $185/\sqrt{t}$ mA.

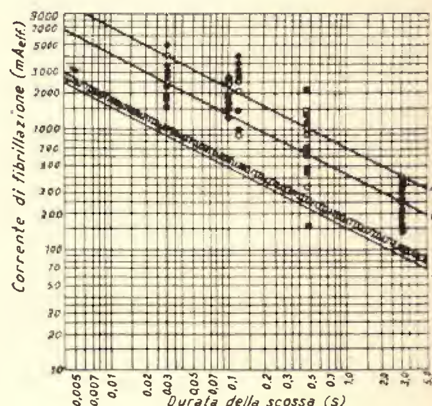


Fig. 9 - Rapporto fra durata della scossa e corrente di fibrillazione a 60 Hz su delle pecore. ● = punti sperimentali. o = punti teorici. A = retta corrispondente al 99,5%. B = retta corrispondente al 50%. C = retta corrispondente allo 0,5% cioè animali del peso di 70 kg compreso l'uomo. D = retta corrispondente allo 0,5%.

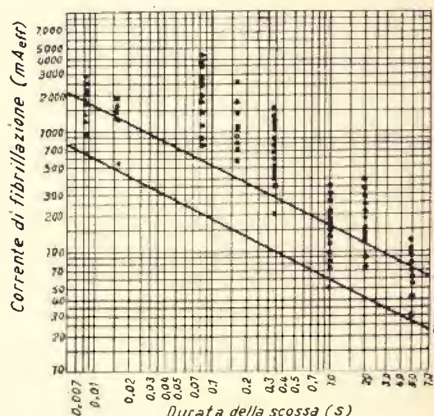


Fig. 10 - Diagramma identico a quello della figura 9 ma relativo ai cani. ● = punti sperimentali. o = punti teorici. A = retta corrispondente al 50% B = retta corrispondente allo 0,5%.

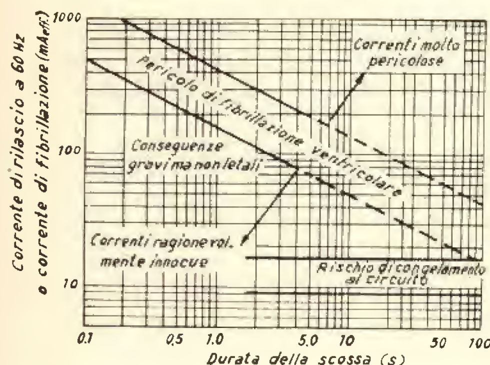


Fig. 11 - Diagramma relativo alle correnti innocue, pericolose e di fibrillazione per correnti a 60 Hz.

Assumendo il valore della resistenza del corpo di 500 Ω, per mezzo di alcuni semplici passaggi matematici si può arrivare alla conclusione che, alla suddetta relazione, corrisponde una energia minima che può provocare la fibrillazione compresa fra 13,6 e 17,1 W.

Ovviamente tali valori hanno esclusivamente carattere indicativo e la loro validità è limitata a delle scosse la cui durata sia compresa fra mezzo ciclo e cinque cicli cardiaci, essendo questo il campo di durata preso in considerazione durante le prove.

I suddetti casi di fibrillazione sono stati ottenuti con corrente a 60 Hz ma possono essere considerati validi anche per la frequenza di 50 Hz considerata la piattezza delle curve di soglia di percezione della corrente di rilascio in tale gamma di frequenze.

Il grafico di figura 11 si riferisce ai limiti di pericolosità delle correnti di rilascio e di quelle di fibrillazione.

Può essere molto utile conoscere l'energia di soglia che può dare luogo a fenomeni di fibrillazione nel caso di correnti impulsive: in genere questo valore è più elevato rispetto a quello della corrente alternata e può considerarsi uguale a due volte il valore già indicato di 13,6 W e cioè 27 W.

Prove eseguite recentemente sui cani mediante la scarica di condensatori hanno consentito di stabilire che scariche dell'ordine di 50 W non hanno provocato la fibrillazione, che invece si è manifestata per scariche comprese fra 80 e 150 W, a seconda degli esemplari esaminati.

Di conseguenza sembrerebbe opportuno considerare pericolose per l'uomo scariche impulsive superiori ai 50 W.

La figura 12 si riferisce al criterio che è stato proposto allo scopo di stabilire la soglia di pericolosità di scariche elettriche. La linea retta indica l'andamento della costante di tempo dell'intero circuito di scarica sulla base del valore di 50 W.

I punti neri corrispondono a sedici casi di incidenti dovuti per l'appunto a brusche scariche subite da uomini per contatti con gli elettrodi di condensatori carichi. Le persone che hanno subito tali scariche al di sotto del valore di soglia di 50 W, hanno effettivamente riportato lievissimi danni.

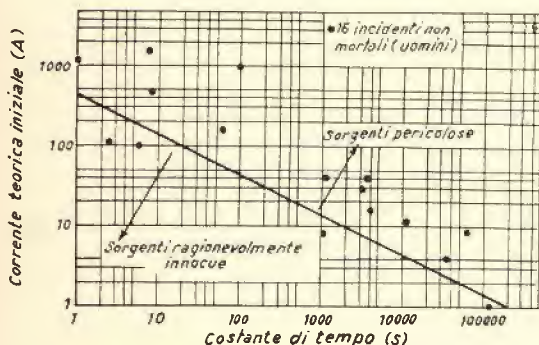


Fig. 12 - Criterio adottato per rilevare la soglia di pericolosità della scariche elettriche. I punti neri si riferiscono a 16 casi di incidenti.

Le scosse impulsive di intensità inferiore a quelle indicate, pur essendo sgradevoli, possono non essere dannose.

Anche in questo caso esperimenti di laboratorio hanno fatto ritenere che la soglia di un impulso spiacevole possa essere fissata a 0,25 W. Si tratta di un dato molto importante per tutti coloro che per ragioni di lavoro siano soggetti a ricevere delle scosse elettriche di questo genere. Infatti, mentre scosse di questa entità possono essere assorbite senza alcuna conseguenza dal corpo umano, se ripetute con frequenza, più volte al giorno, possono produrre oltre che a delle forti reazioni immediate, dei danni permanenti al sistema nervoso.

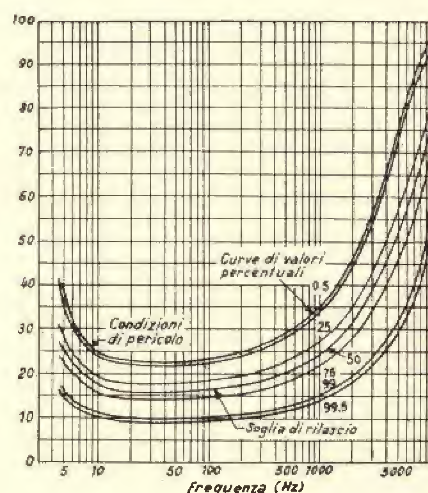


Fig. 13 - Effetto della frequenza sul valore della corrente di rilascio (solo uomini). L'aumento della frequenza provoca un aumento della pericolosità della corrente.

Purtroppo mancano tuttora altri dati che permettono di stabilire il limite della intensità di corrente oltre il quale si possano verificare gravi anomalie al sistema nervoso.

La tabella 1 è di notevole importanza perché si riferisce ad una serie di incidenti subiti da 17 persone a causa di scariche impulsive, osservati in alcuni paesi esteri.

Questi dati si riferiscono ad una

resistenza del corpo umano valutata in 500 Ω.

Le bruciature dovute a incidenti elettrici possono essere di due tipi distinti: elettrica e termica. Le prime, cioè le bruciature di origine elettrica sono dovute alla corrente che attraversa i tessuti, ed esse, pur essendo molto lente a guarire, raramente possono infettarsi. Le bruciature di origine termica possono essere invece causate da conduttori sovrariscaldati, ad esempio a causa di cortocircuito o comunque a passaggio di una corrente superiore alla norma, da archi elettrici od altri fenomeni del genere.

Se la corrente a livello della corrente di rilascio attraversa il corpo umano per un sensibile periodo di tempo può dare luogo a delle bruciature profonde le quali possono avere ambedue le suddette caratteristiche.

Terminiamo pertanto queste note precisando che:

a) una corrente che abbia valore superiore alla corrente di rilascio può provocare la perdita di conoscenza, collasso e morte.

TABELLA I. - Incidenti ad esseri umani, dovuti a correnti impulsive.

N.	Luogo	Anno	Costante di tempo (μs)	Tensione (kV)	Corrente (A)	Quantità di carica (mc)	Energia (Ws)	Note
1	Inghilterra	1936	0,99	750	1250	1,2	385	Figure di Lichtenberg dietro le orecchie e sul petto. Stato di shock.
2	U.S.A.	1950	2,5	60	120	0,3	9	Nessuna traccia di scariche sul corpo. Mal di capo per tre giorni.
3	Giappone	1942-43	6,0	50	100	0,6	15	Semi-incoscienza e vertigini per breve tempo.
4	Giappone	1950	7,8	960	1600	12,5	5000	Persa la visibilità da un occhio. Malessere e stato di shock. Nessuna traccia di scariche sul corpo.
5	Francia	1948	8,3	228	456	3,8	429	Figure di Lichtenberg. Reazioni muscolari intense e paralisi temporanea della mano.
6	Giappone	1942	62,5	80	160	10	400	Paralisi parziale per tre ore.
7	U.S.A.	1937	100	500	1000	100	25000	Figure di Lichtenberg. Reazioni muscolari intense e dolorose. Bruciature profonde. Paralisi per 16 ore. Percorso della corrente dall'addome ai piedi.
8	Svezia	1948	1200	25	42	50	520	Perdita di conoscenza e paralisi per breve tempo.
9	Giappone	1942-43	1200	5	8	10	21	Bruciatura sulla pianta del piede.
10	Svizzera	1944	3200	17,5	30	96	720	Ferite su braccio e mano.
11	U.S.A.	1958	3750	20	40	15	1500	Stato di shock per tre ore. Percorso della corrente da mano a mano, nessuna bruciatura.
12	Svizzera	1950	4070	17,5	16	66	264	Due uomini in serie, entrambi riportano ferite.
13	Svizzera	1949	11180	6	12	134	402	Bruciature sui calcagni.
14	Svezia	1950	35000	2	4	140	140	Commozione cerebrale, dovuta a caduta.
15	Inghilterra	1959	57000	4	8	456	912	Bruciature profonde che hanno richiesto un mese per la guarigione. Percorso della corrente dal braccio superiore destro alla parte bassa frontale del torace.
16	U.S.A.	1954	106000	0,5	1	106	26,5	Caduta al suolo della vittima, stato di shock e pallore ma senza danni. Percorso della corrente tra le mani, nessuna bruciatura.
					Scariche oscillatorie			
17	Svezia	1952	—	1/2÷1	—	—	24	Elettrocuzione. Lievi bruciature sulle dita.

TABELLA 2

Effetto	Corrente continua (mA)		Corrente alternata (mA)			
			60 Hz		10 kHz	
	Uomini	Donne	Uomini	Donne	Uomini	Donne
Lieve sensazione sulla mano	1	0,6	0,4	0,3	7	5
Soglia di percezione	5,2	3,5	1,1	0,7	12	8
Scossa non dolorosa, non si perde il controllo muscolare	9	6	1,8	1,2	17	11
Scossa dolorosa, non si perde il controllo muscolare	62	41	9	6	55	37
Scossa dolorosa, soglia di rilascio	76	51	16	10,5	75	50
Scossa dolorosa e grave, contrazione muscolare, respirazione difficile	90	60	23	15	94	63
Possibile fibrillazione ventricolare	—	—	—	—	—	—
Scosse della durata di tre secondi	500	500	100	100	—	—
Scosse brevi (t in secondi)	—	—	$165/\sqrt{t}$	$165/\sqrt{t}$	—	—
	Energia (Ws)					
Impulsi ad alta tensione	50	50	13,6	13,6	—	—

b) una corrente che attraversi il torace, i centri nervosi che controllano la respirazione e la testa può provocare il blocco della respirazione stessa. Si tratta di una anomalia molto grave la quale può persistere anche dopo che si è provveduto ad interrompere la corrente. Ed è per questo motivo che per prevenire la soffocazione dell'infortunato è indispensabile praticare la respirazione artificiale fino a quando esso non abbia ripreso la normale respirazione o comunque fino all'arrivo di un medico.

c) la fibrillazione ventricolare è causata da correnti relativamente piccole le quali provocano una sovrastimolazione del cuore. In genere quando questo fenomeno si manifesta, la morte è inevitabile.

d) una corrente che sia in grado di aumentare sensibilmente la temperatura può provocare la morte istantanea, mentre altre relativamente basse, possono causare l'arresto del cuore oppure danni molto gravi al sistema nervoso. In qualche caso un infortunato che è stato rianimato può morire improvvisamente. In genere ciò è da attribuire all'aggravamento di stadi patologici preesistenti all'atto dell'incidente o ad emorragie interne od altre complicazioni.

La tabella 2 si riferisce agli effetti quantitativi della corrente elettrica sul corpo umano.

CERCO - OFFRO - CAMBIO

Istituiremo quanto prima, a richiesta dei lettori, la rubrica CERCO-OFFRO-CAMBIO.

Chi desidera inserire avvisi, scriva alla Redazione di Sperimentare, Via P. da Volpedo 1, 20092 CINISELLO B. specificando il materiale che desidera acquistare o vendere o cambiare, e indicando nome e indirizzo completi.

La rubrica è gratuita per gli abbonati. Agli altri lettori chiediamo il parziale rimborso spese di lire 500 da inserire, anche in francobolli, nella richiesta.

RACCOMANDATA IN USA LA TV VIA CAVO

Una commissione ministeriale dell'amministrazione Nixon ha concluso un' indagine sulla televisione via cavo negli Stati Uniti. In un documento appena pubblicato, gli esperti raccomandano che tale forma espressiva venga lasciata libera di svilupparsi senza interferenze statali, sottolineando che altrimenti verrebbe menomata o soffocata la libertà di manifestazione del pensiero.

Il gruppo ministeriale, inoltre, raccomanda di limitare al minimo la regolamentazione in modo da garantire che la TV via cavo sia «aperta a tutti, libera da eccessive concentrazioni di potere privato e da indebiti controlli governativi».

La commissione, presieduta dal direttore dell'«Ufficio per la politica delle telecomunicazioni» della Casa Bianca, Clay T. Whitehead, aveva iniziato un'indagine sui problemi della televisione trasmessa a mezzo cavo verso la metà del 1971; circa dieci mesi orsono, terminati i lavori, aveva inviato una comunicazione al presidente Nixon, che ora il responsabile della politica radiotelevisiva ha deciso di rendere pubblica, con l'intento di sensibilizzare il Paese a un problema di notevole importanza per fare della televisione un mezzo di comunicazione veramente aperto e popolare.

«Noi — conclude il rapporto della commissione ministeriale — siamo convinti che la televisione via cavo rappresenti uno strumento di informazione più vario, più capace di rispecchiare il pluralismo delle opinioni, più aperto, come lo sono la stampa e l'industria cinematografica, di quanto non lo sia il nostro attuale sistema radiotelevisivo. Con la televisione per cavo i gruppi etnici e di minoranza, le persone anziane, i giovani, la gente che vive nel medesimo quartiere, possono manifestare e vedere manifestate le loro idee».



la tecnica delle telecomunicazioni

seconda parte di Piero SOATI

LA RADIOGONIOMETRIA

impieghi e apparati

Nella precedente puntata abbiamo parlato dei sistemi di radiogoniometria a quadro rotante, a quadri incrociati, a quadri spaziati e del sistema per rilevamenti a grande distanza tipo Adcock. Analizzeremo ora la costituzione di altri due sistemi meno noti ma non meno importanti dei precedenti, anche perché sono più moderni: il sistema di radiogoniometria Doppler ed il sistema di Wullenweber.

Nel sistema di radiogoniometria tipo Doppler si utilizza un'antenna rotante il cui movimento è assicurato da dispositivi meccanici ed elettrici. Esso si basa fondamentalmente sulla caratteristica di aumentare la frequenza del segnale ricevuto a misura che il quadro si avvicina alla direzione della sorgente delle onde em e di abbassare la frequenza quando si allontana dalla stessa. Esistono due punti, situati a metà del percorso, in cui la frequenza istantanea del segnale resta immutata. In relazione a questo principio di funzionamento è facile intuire perché a questo sistema sia stato dato il nome di radiogoniometro Doppler.

Nella sua realizzazione pratica il sistema Doppler è costituito da un grande numero di antenne verticali ciascuna delle quali è collegata, a mezzo di una linea di alimentazione, ai morsetti di un accoppiatore capacitivo rotante.

Il ricevitore è collegato al rotore dell'accoppiatore in modo da essere connesso, successivamente, con tutte le antenne. Il segnale all'ingresso del ricevitore viene modulato in fase con una percentuale di modulazione corrispondente alla velocità di rotazione del rotore e, mediante degli appositi circuiti, la frequenza del segnale subisce nel ricevitore una moltiplicazione tale da essere modulata in frequenza.

Il segnale che si ottiene viene quindi fatto battere con la frequenza di uscita di un oscillatore locale in modo da trasformarlo in un appropriato valore di frequenza intermedia. La risultante di questo battimento, cioè il segnale a frequenza intermedia, viene inviata ad un circuito discriminatore in modo da ottenere un segnale udibile la cui fase viene comparata con la fase di un segnale di riferimento che si ottiene dalla stessa velocità di rotazione del rotore.

Il raggio del cerchio lungo il quale sono installate le antenne corrisponde soltanto ad una mezza lunghezza d'onda della frequenza di lavoro più elevata, fra quelle normalmente usate, in modo da evitare qualsiasi ambiguità nei rilevamenti.

Il sistema Doppler è sufficientemente protetto dai fenomeni di evanescenze moderate od anche contro le variazioni di ampiezza le quali sono notevolmente attenuate tramite l'impiego di particolari circuiti limitatori.

Una certa difficoltà, non eccessivamente importante, si manifesta quando sia necessario eseguire dei

Fig. 1 - Circuito a blocchi di un radiogoniometro per mezzi mobili di tipo automatico, della Koden (Apel-Mar Genova).

rilevamenti di emissioni le cui componenti siano soggette a continue variazioni di frequenza come nel caso di emissioni telefoniche a banda laterale unica o ad emissioni a modulazione di frequenza.

Dal punto di vista delle applicazioni pratiche il sistema di radiogoniometria Doppler presenta un inconveniente molto serio esigendo una regolazione rigorosa della lunghezza elettrica *delle linee di alimentazione delle varie antenne le quali devono essere identiche.*

Per il suddetto motivo il sistema Doppler non è eccessivamente diffuso.

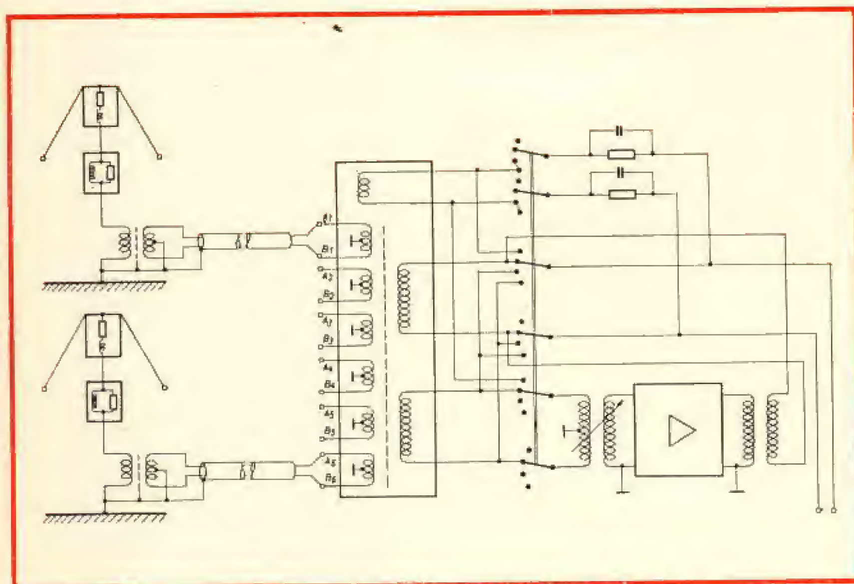


Fig. 2 - Circuito di ingresso semplificato di un radiogoniometro tipo Adcock.

SISTEMA DI RDG WULLENWEBER

Il sistema di radiogoniometria Wullenweber consiste essenzialmente nell'impiego di un elevato numero di antenne verticali installate simmetricamente lungo la circonferenza di un cerchio concentrico ad uno schermo circolare.

Ciascuna antenna è collegata, tramite una linea di alimentazione, ad un settore capacitivo di uno statore facente parte di un accoppiatore rotante.

Da notare che con questo sistema si utilizzano contemporaneamente più settori del rotore che sono connessi al ricevitore tramite un certo numero di linee a ritardo.

Grazie a questa particolare disposizione, i segnali che provengono dalle antenne accoppiate arrivano in concordanza di fase all'ingresso

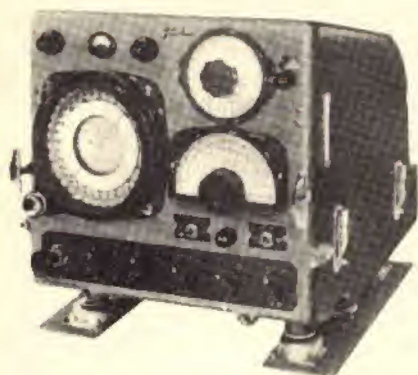


Fig. 3 - Radiogoniometro Koden - KS-500 il cui schema di principio è visibile in figura 1.

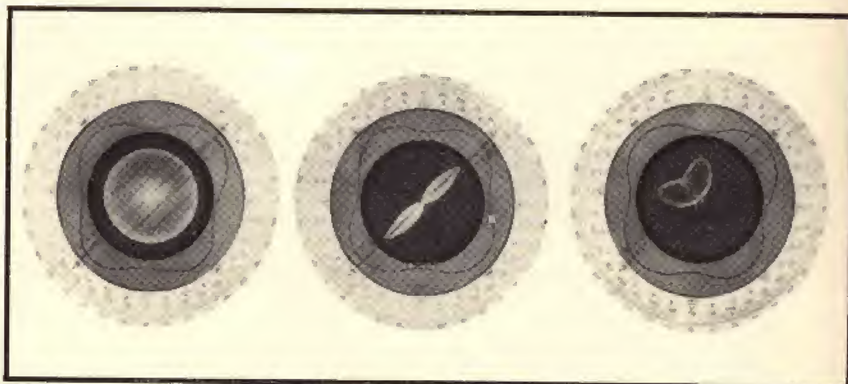


Fig. 4 - Osservazione di un rilevamento radiogoniometrico sullo schermo di un tubo a raggi catodici di un RDG Koden. A sinistra nessun rilevamento, al centro rilevamento di una stazione radio il cui senso è indicato a destra.

del ricevitore e ciò permette di ottenere un fascio molto direttivo identico a quello che è fornito da un sistema a irradiazione trasversale.

Il guadagno massimo coincide con l'asse di simmetria, ma il livello dei lobi laterali non è inferiore che di 12 dB rispetto al livello del fascio principale. E' però possibile ottenere un diagramma maggiormente direttivo introducendo un certo smorzamento nel circuito delle antenne eccentriche.

Poiché nel radiogoniometro tipo Wullenweber sono impiegate delle antenne che hanno una grande apertura, e che perciò ricevono una elevata quantità del fronte d'onda, eventuali deformazioni od irregolarità di quest'ultimo provocano nei rilevamenti degli errori meno rilevanti rispetto a quelli che sono propri dei sistemi a piccola apertura.

Inoltre, poiché il ricevitore è collegato contemporaneamente a più antenne, una leggera irregolarità che sia introdotta nel rilevamento da una di esse risulta meno grave rispetto a quella dei sistemi in cui le singole antenne sono commutate verso il ricevitore una alla volta.

Per i motivi che abbiamo sopra enunciato la lunghezza delle linee di alimentazione di un sistema Wullenweber risulta molto meno critica rispetto a quella del sistema Doppler.

Una importante variante del classico radiogoniometro Wullenweber consiste nell'impiegare una sola rete di sessanta insiemi di antenne spaziate fra loro di 6° in azimut, e disposte sulla circonferenza di un cerchio del diametro di 135 m.

Ciascun insieme di antenna è composto a sua volta da quattro elementi unipolari verticali di circa 3 m disposti su un piano tangente al cerchio. I quattro elementi della antenna sono collegati in parallelo, mediante le loro estremità inferiori, ad un cavo coassiale sotterraneo che serve a trasportare il segnale ai contatti fissi di un goniometro di tipo capacitivo, disposto al centro della rete di antenne.

Due innesti magnetici, uno per ciascun senso di rotazione del goniometro, assicurano grande rapidità di manovra della messa in fun-

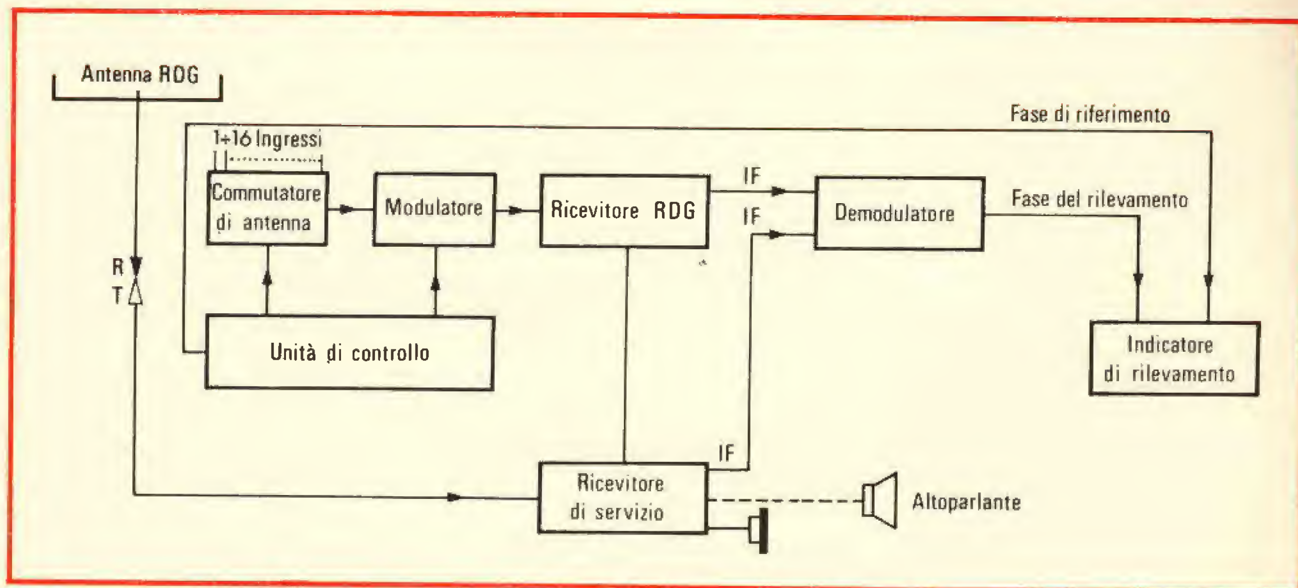


Fig. 5 - Schema a blocchi di un radiogoniometro con sistema Doppler della serie R&S, NP8 per gamma aerea 117,5 ÷ 136,6 MHz collegato a 16 antenne disposte sulla circonferenza di un cerchio avente il diametro di 2,5 m.

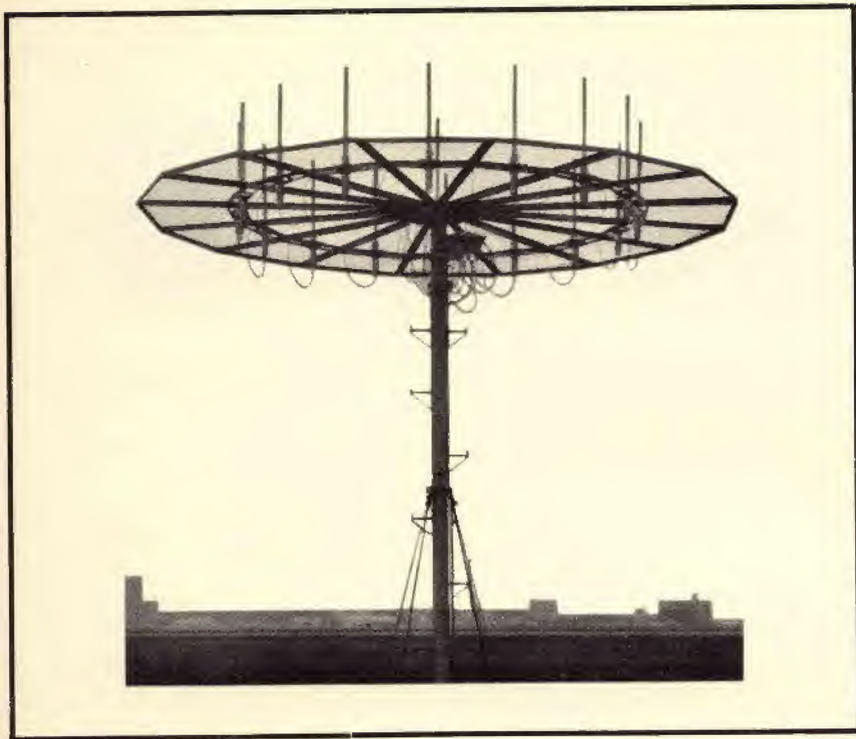


Fig. 6 - Sistema di 16 antenne relative al radiogoniometro di figura 5.

zione, dell'arresto e del cambiamento di direzione.

Grazie a un elevato numero di interconnessioni fra le lame mobili del goniometro è possibile realizzare un sistema di campionamento ottimale dei segnali che provengono dai sessanta insiemi di antenna nelle differenti gamme di frequenza e nelle differenti condizioni di funzionamento. In modo particolare è possibile effettuare «uno spostamento del fascio» per cui il campionamento viene eseguito simultaneamente su due gruppi di antenne. Questo procedimento permette ovviamente di ottenere dei rilevamenti maggiormente precisi di quelli che si possono ottenere operando su un solo gruppo di antenne.

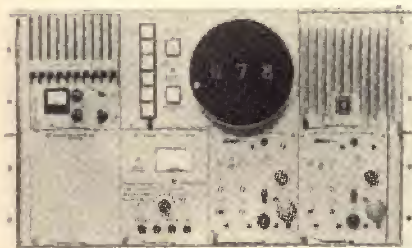


Fig. 7 - Radiogoniometro R&S, NP8 usato per eseguire rilevamenti degli aerei.

Il funzionamento del goniometro (direzione e velocità) e così pure la sintonia e la commutazione di gamma dell'amplificatore ad alta frequenza sono telecomandati tramite un sistema costituito da un commutatore ed alcuni dispositivi di asservimento collocati su un banco di comando della stazione di controllo delle emissioni, che generalmente è installata ad una distanza di 400 ÷ 450 m dal centro della rete delle antenne.

Un cavo coassiale del tipo a bassissima perdita è utilizzato per inviare il segnale di uscita dell'amplificatore di alta frequenza fino al ricevitore, anch'esso installato presso la stazione di controllo.

La visualizzazione dei rilevamenti viene eseguita nella stazione di controllo tramite un'apparecchiatura munita di un classico tubo a raggi catodici tanto per rappresentazione diretta quanto per mezzo di un dispositivo capacitivo atto a permettere l'immagazzinamento dei dati relativi ai rilevamenti, che consente di determinare la media di questi dati su un periodo corrispondente a più rotazioni del goniometro.

Quest'ultimo metodo è di particolare utilità qualora l'azimut di arrivo dei segnali rilevati sia soggetto a delle variazioni, a causa della instabilità degli strati ionosferici.

Quando l'instabilità delle perturbazioni ionosferiche è molto accentuata la tecnica di rappresentazione «media» può apparentemente dare dei risultati non troppo esatti ma in questo caso entra in gioco l'abilità dell'operatore che, con la sua pratica, quasi sempre è in grado di valutare il grado di affidabilità dei rivelamenti dell'azimut, dopo aver preso nota di una serie di rilevamenti «medi».

Se, per concludere, si vuole fare una comparazione fra i modelli più recenti di radiogoniometri, per rilevamenti a grande distanza, ed il più anziano sistema Adcock, fisso o rotante, si può senz'altro affermare chè il sistema di Wullenweber a grande apertura è nettamente più preciso, specialmente in presenza di perturbazioni ionosferiche.

Ciò si spiega soprattutto con il fatto che la superficie del fronte d'onda esplorato è maggiore di quella che si esplora con i sistemi Adcock la cui apertura è relativamente stretta.

Inoltre bisogna ricordare che i rilevamenti ottenuti con il radiogoniometro Adcock sono soggetti all' errore ottantale, cosa che non si verifica con il sistema Wullenweber.

Inoltre un vantaggio, sempre nei confronti dell'RDG Adcock, è dovuto al fatto che la gamma d'onda utilizzabile è molto più ampia ed infatti, con una sola rete di antenne, è possibile ottenere una copertura di frequenze corrispondente a quella ottenibile con due o tre radiogoniometri Adcock.

In pratica un radiogoniometro tipo Wullenweber può dare dei risultati soddisfacenti, impiegando una sola rete di antenne, su una gamma di frequenze che si estenda da 300 kHz fino a 40 MHz.

INSTALLAZIONE A TERRA DI UNA STAZIONE RDG

La scelta della posizione della parte più adatta all'installazione di un radiogoniometro a bordo di una autovettura o di un motoscafo non presenta eccessive difficoltà; è infatti sufficiente installare il quadro nel punto più alto possibile e lontano

dal motore. Le difficoltà ovviamente crescono qualora l'apparecchio debba essere installato a bordo di mezzi di maggiori dimensioni come ad esempio le navi. In tal caso bisogna tenere conto degli ostacoli fissi o saltuari (come i bighi da carico, gli stralli ecc.) che possono trovarsi lungo il percorso delle onde em alterando il valore del rilevamento. Questi inconvenienti comunque sono eliminabili in sede di taratura.

Quando si debba invece installare una stazione RDG a terra, specialmente se è destinata a rilevamenti a grande distanza, occorre tenere conto di numerosi altri fattori i quali possono influire sfavorevolmente sulla ricezione delle onde em. In linea di massima si deve ricordare che:

1°) il terreno dovrà avere una conduttività molto elevata e la più uniforme possibile.

2°) il terreno dovrà essere piano con una pendenza non superiore ad 1/100 in un raggio di 100 m per installazioni ad onde decametriche e di 250 m per onde ettometriche e chilometriche.

3°) l'installazione dovrà essere effettuata il più lontano possibile da qualsiasi ostacolo di natura metallica, anche se collocato nel sottosuolo, ed in particolare da linee ad alta tensione.

4°) è consigliabile che la stazione RDG con il relativo impianto di antenne sia molto lontana da linee ferroviarie, strade rotabili, grandi edifici e gruppi di alberi.

Le condizioni ideali di installazione, che potrebbero prendersi come campione, sono quelle che si hanno soltanto in alto mare dove la superficie è priva di ostacoli e la conduttività è elevata ed uniforme.

La tabella a lato si riferisce alle distanze minime tollerabili fra il centro delle antenne di una stazione radiogoniometrica e gli ostacoli più vicini.

Da notare che nei radiogoniometri tipo Wullenweber la distanza minima fra il perimetro del radiogoniometro e gli ostacoli dovrà essere di almeno una lunghezza d'onda della frequenza di funzionamento più bassa.



Fig. 8 - Stazione di sorveglianza dell'aeroporto di Amburgo con impianto radiogoniometrico e radar.

Ostacolo	**Distanza minima in metri**
Edifici non metallici ad un piano:	
Un solo edificio	100
gruppo di edifici	200
Edifici non metallici a due o tre piani	250
Edifici non metallici a più di tre piani	350
Piccoli edifici con tettoie metalliche	250
Strutture metalliche (hangar ecc.)	800
Gasometri, grandi strutture metalliche, ponti	1800
Linee telefoniche aeree, linee a bassa tensione	300
Linee ad alta tensione con piloni di 20 m	1000
Linee ad alta tensione con piloni di 30 m e più	2000
Linee ferroviarie	400
Alberi isolati	100
Piccoli gruppi di alberi	200
Recinti metallici	800
Foreste	200
Piccole antenne	200
Grandi antenne	400
Laghi	1000

brevetti



Chi desidera copia dei brevetti elencati può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.

n. 866334
Apparecchio a più stadi per la limitazione della pressione pneumatica.
ARBORNE MFG. CO.

---

n. 866344
Metodo per produrre un assieme di terminale isolato.
AMP. INC.

---

n. 866345
Circuito sincronizzato di fase.
NIPPON ELECTRIC CO. LTD.

---

n. 866348
Stadio di commutazione.
INTERNAT. STANDARD ELECTRIC CORP.

---

n. 866349
Perfezionamento negli equipaggiamenti di giunzione fra centrali telefoniche.
C. S.

---

n. 866351
Apparecchio telefonico di utente per sistema telefonico con modulazione ad impulsi codificati.
INTERNATIONAL STANDARD ELECTRIC CORP.

---

n. 866354
Cestello a struttura multisettoriale accoppiata per bagni di sviluppo fissaggio e lavaggio delle fotografie a colori.
PROFUGO VITTORIO

n. 866358
Disposizione circuitale per compensare il flusso magnetico polarizzante dovuto alla corrente continua in avvolgimenti con nucleo.
SOC. ITAL. TELECOMUNICAZIONI SIEMENS

---

n. 866361
Minimotore elettrico a corrente continua senza collettore.
SIEMENS AKT.

---

n. 866372
Macchina dinamoelettrica.
WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP.

---

n. 866376
Programmatore idropneumatico.
TERMOKIMIK CORP.

---

n. 866383
Avvolgimento induttivo a disco con un gradiente di tensione migliorato.
GENERAL ELECTRIC CO.

---

n. 866384
Interruttore per alta tensione continua.
C. S.

---

n. 866403
Processo per la produzione di un prodotto intermedio per circuiti integrati.
CENTRE ELECTRONIQUE

n. 866410
Processo di laminazione a secco senza riscaldamento per produrre laminati da materiale termoplastico e substrati.
ALBERT LUTHER JAMES

---

n. 866411
Dispositivo di conteggio dei veicoli che circolano su una strada in funzione della loro lunghezza.
L'ECLAIRAGE DES VEHICULES SUR RAIL E.V.R.

---

n. 866413
Macchina per l'avvolgimento di nuclei magnetici.
INTERNAT. BUSINESS MACHINES CORP.

---

n. 866418
Memoria associativa.
C. S.

---

n. 866419
Procedimento ed apparecchiatura per procedimento di sviluppo fotografico.
C. S.

---

n. 866420
Cella di memorizzazione a semiconduttori per l'impiego in complessi di memoria di tipo monolitico.
C. S.



di Alberto ALLIGATORE

l'angolo del CB

IL GOVERNO HA RICONOSCIUTO LA FIR-CB

E' pervenuta la risposta del Ministero P.T. all'interrogazione fatta dall'On. Maggioni in data 26-10-1973 che sensibilizzava le autorità competenti sull'irrisolto problema dei CB. Pubblichiamo in questo mese l'interrogazione e la relativa risposta del Ministero. Al termine riporteremo un'intervista che abbiamo raccolto nella sede della FIR-CB con l'Ing. Campagnoli, presidente del circolo Beltrami di Milano oltre che uno dei principali coordinatori delle attività della FIR stessa.

Ecco l'interrogazione 4-6683 del 26 settembre 1973 presentata dall'On. Dr. Desiderio Maggioni, Deputato al Parlamento.

«Al Ministro delle poste e delle telecomunicazioni. — Per sapere — premesso che:

la competente Direzione centrale dei servizi radio elettrici del Ministero in occasione della emanazione del decreto del Presidente della Repubblica 29 marzo 1973, n. 156, che riguarda l'applicazione dell'articolo 409 del Codice postale circa l'uso della CB ha emesso le «norme provvisorie per l'uso di apparati di debole potenza» norme valide sino al 3 maggio 1974 entro il cui termine saranno emanate le norme definitive;

il Consiglio nazionale FIR-CB nel luglio 1973 trasmetteva al competente Ministero «elevata protesta» perché le norme provvisorie emanate erano restrittive rispetto a quelle tecniche previste dalla Conferenza di Lisbona e, per il numero dei canali a disposizione dei CB (quattro invece di 23) in contrasto con le attuali disposizioni di legge —

quali iniziative si intendano adottare per dare giusta soddisfazione ad un problema di grande interesse non solo per il tempo libero e se non si ritiene opportuno richiedere la collaborazione dei rappresentanti della FIR-CB nella stesura del regolamento definitivo, così come essi si sono messi volontariamente a disposizione dei competenti uffici».

Risposta del Ministero avvenuta il 19 Novembre 1973

Al riguardo si precisa che con l'art. 334 del Testo Unico delle disposizioni legislative in materia postale, di bancoposta e di telecomunicazioni, approvato con D.P.R. 29 marzo 1973, n. 156, è stata introdotta una nuova disciplina per l'impiego di apparati ricetrasmittenti di debole potenza di tipo portatile, per gli scopi espressamente elencati nell'articolo stesso.

Col successivo art. 409, inoltre, si è consentita, in attesa dell'emanazione delle norme di esecuzione del medesimo Testo Unico, l'utilizzazione provvisoria degli apparati in parola, a condizione che essi stessi rispondano alle norme tecniche raccomandate dalla Conferenza Europea delle Amministrazioni delle poste e delle telecomunicazioni di Lisbona 1971, di cui all'allegato 2 dell'annesso 11 al resoconto della Conferenza medesima.

In proposito, si soggiunge che questa Amministrazione, tenuto conto delle difficoltà a cui sarebbero andati incontro gli interessati per reperire il documento di cui sopra, ha compilato un foglio notizie in cui sono state riassunte tutte le norme tecniche relative all'esercizio degli apparecchi di cui trattasi, nonché le disposizioni per l'uso degli stessi.

Ciò posto, si comunica che il limite di potenza assegnato agli ap-

parati è del tutto uniforme alle direttive impartite dalla CEPT che ha stabilito la potenza massima in 2 watt di alimentazione totale dell'apparecchio, in corrente continua. Al riguardo si fa rilevare che l'amministrazione francese ha stabilito il limite massimo in 0,005 W, quella della Germania Federale in circa 1 W e quella Elvetica in 0,5 W (è da notare che quest'ultima, pur non aderendo alla CEPT, si è uniformata agli indirizzi delle altre Amministrazioni, limitando la potenza degli apparati al di sotto del limite massimo di 2 W).

Per quanto riguarda, poi, le frequenze, si precisa che la banda dei 27 MHz, in base alla raccomandazione CEPT, è a disposizione di tutti gli utenti possessori di apparati di debole potenza e, quindi, per tutti gli scopi previsti dal citato art. 334.

Invero, poiché su alcune frequenze della banda in questione operano servizi di interesse pubblico, per evitare reciproche interferenze e disturbi che ne avrebbero impedito il corretto impiego, si è reso necessario consigliare agli utenti degli apparecchi di cui trattasi l'uso di frequenze non impegnate per altri servizi e precisamente la 27,105 — 27,125 — 27,135 e 27,185 MHz.

Per quanto si riferisce, infine, alla richiesta di partecipazione dei rappresentanti della FIR-CB alla stesura del Regolamento di attuazione al citato Testo Unico, non si ritiene che essa possa essere accolta tenuto conto che le norme tecniche da emanare dovranno valere non solo nei confronti dei cosiddetti «CB», ma di tutti gli utenti di apparati rice-trasmittenti di debole potenza che si avvalgono del mezzo radio per motivi di lavoro o di sicurezza.

IL MINISTRO

INTERVISTA CON L'ING. ENRICO CAMPAGNOLI

Ci felicitiamo innanzitutto per il recente matrimonio avvenuto il 22 Dicembre scorso con la Dott.sa Adriana Sala, lei pure CB a tempo perso ed entriamo subito in merito alla attuale situazione legale soprattutto in seguito alle dichiarazioni governative sopra riportate.

Campagnoli — Il primo punto importantissimo che vorrei sottolineare è il riconoscimento ufficiale dell'unica e vera organizzazione CB rappresentativa a livello nazionale, cioè la FIR. Il fatto che il Ministero capisca la necessità di ristudiare la regolamentazione generale e in particolare quella sui 27 MHz è un successo non indifferente.

In vista del prossimo 4 Maggio, quando si saprà più esattamente quello che il ministero deciderà di stabilire, è prevista una convocazione generale di tutti i circoli aderenti alla FIR.

Sperimentare — I ragguagli tecnici citati dalle risposte ministeriali sono esatti?

Campagnoli — Non proprio. Ad esempio in Francia normalmente vengono consentiti i ricetrasmettitori con 5W di alimentazione oppure, in Svizzera è stato omologato il modello Sommerkamp TS 600/G (vedi Sperimentare n. 11-1973 pag. 1586) che come ben si sa, è 5 W di potenza.

Sperimentare — In ogni caso, ci sono delle indiscrezioni sulle decisioni previste per Maggio?

Campagnoli — In via ufficiosa riteniamo che questa volta non ci saranno sorprese negative: il canone verrà diminuito da L. 15.000 a circa L. 5.000 e i canali disponibili, saliranno a 17 o 18; si confermerà la proibizione dell'antenna direttiva. Gli ambienti tecnici sono invece molto vaghi sull'argomento potenza: certo è che sono tutti concordi nel criticare la Convenzione di Lisbona come troppo restrittiva.



L'ing. Enrico Campagnoli durante una riunione della FIR.

Sperimentare — Parliamo ora della FIR-CB e quale è esattamente la sua attività nell'ambito della FIR stessa.

Campagnoli — Come si sa, il consiglio nazionale della Federazione Italiana Ricetrasmettitori, è composto da tutti i presidenti dei circoli aderenti. Tra questi, tre persone, hanno dei compiti puramente coordinativi senza nessuna superiorità di fatto sui colleghi.

Queste tre persone sono: Martorana, del Radio Club Rimini, eletto in rappresentanza dai circoli romagnoli, Delù dell'Interclub Genova eletto in rappresentanza dei circoli liguri e il sottoscritto.

Quanto alla mia attività oltre ai compiti organizzativi, sovente, vengo chiamato in causa per controversie nate fra CB o altre grane del genere.

Sono ormai quasi sette anni che modulo e ormai i CB milanesi mi considerano ovviamente più un vecchio amico che il Presidente del Beltrami: qualunque problema abbiano, tecnico, fiscale o legale, mi telefonano a qualsiasi ora del giorno e della notte.

Meglio così: siamo tutti affiatati e compatti.

Sperimentare — Cosa manca attualmente alla FIR-CB?

Campagnoli — E' fondamentale la presenza nel consiglio nazionale di rappresentanti, dell'ACAR e del R.C.I. di Roma. I primi ad esempio, hanno una loro attività propria con circa 600 iscritti e un giornale proprio, però sottolineo che uno sforzo unitario, varrebbe molto di più.

Sperimentare — Da tempo, riteniamo che il vostro foglio ufficiale, è poco valido e si ispiri più a indirizzi pubblicitari o politici che ai veri scopi CB.

Cosa ne pensa in proposito?

Campagnoli — Ammetto che il giornale locale è più spontaneo e che non necessitando di una tiratura sproporzionata, ai compratori si può barcamenare più facilmente.

CB Italia, ha in effetti grossi problemi di corrispondenza giornalistica e poichè un giornale per CB non può essere soltanto tecnico, accade che si debba ripiegare sulla pubblicità.

In ogni caso non è certo facile fare una rivista che accontenti interamente una nazione come l'Italia, soprattutto utenti difficili come i CB, per cui, è fatale che si scontenti ora questo, ora quello ora tutti e due.

Sperimentare — Che ne è della scissionaria FIA-CB?

Campagnoli — E' virtualmente scomparsa e purtroppo le vicende avvenute in quel periodo critico per il movimento CB, hanno causato non poche difficoltà. Molti clubs si seccarono di quella situazione che pareva veramente una corsa al potere e decisero di separarsi a loro volta.

Insomma la frattura con la conseguente nascita della FIA-CB ha causato gravi danni all'unità dei CB oltre ad essere risultata assolutamente inutile.

Ringraziamo a questo punto l'ing. Campagnoli per la intervista e per la cortesia accordataci.

dai clubs

I CB A FIRENZE

Iniziamo la rubrica, dedicata questa volta alla Toscana, da Firenze, dove il mondo CB si fonde mirabilmente agli antichi palazzi medioevali, dove si ergono alternandosi Boomerang e statue bronzee, dove un giorno o l'altro vedremo una GP sul campanile di Giotto o sul palazzo della Signoria.

Il motivo che ci fa parlare di Firenze è duplice. In primis molti CB sono disorientati perché non trovano più la sede della R.A.F., la locale associazione CB.

Niente paura, amici fiorentini, la nuova sede della R.A.F. è in via Boccaccio 187 - presso l'Associazione Motoristica B. Macchi. Il consiglio centrale della R.A.F., si riunirà quanto prima per le nuove elezioni.

L'altro motivo, è la nascita, da ascriversi alla fine dell'anno scorso, di un nuovo circolo della Banda Cittadina. La sede, dove si potranno avere ulteriori informazioni, è in via Panicale 9 - Firenze.

Il nome del nuovo club è perlomeno originale: G.S. Rota Pazza!

GRUPPO CB VALDARNO 27

Scaturito dalla nativa sorgente sul monte Falterona, l'Arno, lasciandosi alle spalle la dantesca Poppi, compie un ampio tornante e si «arrampica» verso Firenze.

In questo tratto vi sono forse gli scorci più indimenticabili e suggestivi di tutta la vallata, oltre a cittadine dove l'industria si è insediata senza sconvolgere gli antichi riti agresti: Montevarchi e S. Giovanni Valdarno.

Quest'ultima, che nulla ha a che fare con «....il mio bel S. Giovanni» di Dante in quanto il Sommo alludeva in questa occasione al Battistero di Firenze, per disciplinare e armonizzare meglio il moderno al tradizionale, ha visto nascere una nuova associazione CB. Uno degli scopi primi, infatti, è «Hobby CB e preservazione ecologica della Valdarno».

Oltre ai fini altamente sociali come preservazione delle proprietà boschive, controlli del livello dell'Arno ecc. la preoccupazione dei CB locali, è rivolta soprattutto ad evitare che antiestetiche antenne deturpino il panorama, attirando l'attenzione di turisti.... dell'Escopost (HI-HI). Scherzi a parte il Presidente del Gruppo, Massimo Fabbri, ci avverte che è in progetto un verticale da fare QRM fino nella vicina Val di Chiana!

Perciò, CB toscani, attenzione, si preannuncia un altro carica tipo tombolone di Cortona, quindi scrivete tutti al GRUPPO 27 VALDARNO via Costituzione 72 — 52027 S. GIOVANNI VALDARNO.

RADIO CLUB EMPOLI

Navigando idealmente lungo l'Arno usciamo sulla nebbiosa provincia aretina e incontriamo la prima cittadina dell'area fiorentina, Figline. Poi, dopo aver superato l'affluente Sieve, raggiungiamo Firenze.

Ancora qualche minuto e la nostra fantasia sbarca ad Empoli. Ci compiacciamo di questa semplice geografica scorribanda per la Toscana, poiché questo mese abbiamo deciso di dedicare l'intera rubrica a questa regione.

E' quindi doveroso dedicare una coreografia meno arida del solito a queste stupende e simpatiche località.

Siamo arrivati, abbiamo detto, ad Empoli di cui già qualche numero fa abbiamo decantato il volumetto «Rogerempoli». Anche questa volta i CB del luogo, si impongono all'attenzione del campo tipografico.

Si tratta di un notiziario sulle «Citizen Band» della zona, edito in occasione dell'anno nuovo: Breckempoli.

Lo scopo di questo foglio in elegante carta lucida è di proporre (come dice appunto il redazionale di testa) a tutti i CB di Empoli e (perchè no?) di tutta la Toscana, un mensile fatto da e per i CB. L'idea non è nuova, soprattutto in Toscana, ma si sposa con la nostra teoria enunciata, guarda caso, nel mese di Febbraio u.s.

Un organo ufficiale FIR-CB ci vuole, è necessario; ma quello esistente, è un miscuglio di notizie e di redazionali-pubblicità e manca di quella spontaneità di cui oggi abbiamo tanto bisogno. Nello scorso mese avevamo indicato «BREAK di Novara» come un esempio da imitare e ribadiamo lo stesso per Breckempoli.

Le riviste per i CB è sacrosanto che se le facciano i CB, i veri CB, non i politici per intenderci. Quando il defunto «Sorpasso CB» vide la luce, il freddo della mancanza di fondi, era sopperito dal gran calore di quelle persone, che, credendo nel movimento CB, soffrivano con esso.

Vorremmo in particolar modo citare il rag. Petrucci che tanto ha

fatto in quel di Genova in un eccitante clima di clandestinità carbonara.

Per questo gridiamo: viva Breckempoli! CB empolesi, aderite con entusiasmo all'iniziativa mettendovi in contatto con «Califfo», presso Tipografia Rinascita di Montelupo!

CLUB 26 FOLLONICA

Scendiamo un poco al sud e inoltriamoci nella Maremma.

Ritroviamo qui il Club 27 di Follonica iniziatore recentemente di un riuscitissimo concorso fotografico. Il Club è situato in via Parri 14 - 58022 FOLLONICA. Pur svolgendo la sua attività cittadina di modeste proporzioni, il Club ha già raggiunto i sessanta iscritti.

L'ultima elezione del consiglio ha dato il seguente esito: è risultato eletto presidente Maurizio Basile, vice presidente Roberto Forlini, segretario Miriano Lippi, tesoriere Claudio Paradisi.

Altri consiglieri R. Marzi, N. Barbieri, I. Gianfaldoni, M. Gorelli, I. Benedetti, M. Braccini.

CLUB 27 PIOMBINO

Riportiamo l'indirizzo di questa nuova associazione che, tra l'altro dista pochi chilometri da Follonica sopra riportata.

Il club 27 MHz ha sede in via Appiani 20, a Piombino appunto.

E con questo crediamo proprio di aver finito con le notizie dalla Toscana. Veramente ci sarebbe ancora la QSL di un amico, anzi di due amici molto conosciuti in quel della Val di Chiana: Esculapio e Faina.

La pubblichiamo in questa pagina accontentando la richiesta di un ammiratore dei due caballeros cortonesi: Falco 02.

Nel prossimo numero presenteremo una veloce panoramica delle attività CB nelle tre Venezie.

notizie in breve

RETTIFICA

Il gruppo Radioamatori Bustesi ci fa cortesemente notare, che nel numero 11 dell'anno scorso abbiamo erroneamente indicato come recapito del gruppo in questione, Piazza P. Gentile Mora, mentre in realtà è presso la Mostra Internazionale Tessile (v.le Borzi 21, Busto Arsizio).

L'errore è vieppù tragico se aggiungiamo che in Piazza Mora vi è la sede del Radio Club Bustesi cioè dei CB locali. Giustamente i Radioamatori Bustesi hanno voluto precisare quanto sopra riportato e non certo per avversione ai cugini CB, ma per puro amore della verità.

NOTIZIE DAL GIAPPONE SULLE RICETRASMITTENTI

Venticinque fabbricanti giapponesi di ricetrasmittenti sono riuniti in Associazione (TIAJ = Transceiver Industries Association of Japan). Poiché l'unione fa la forza, gli associati hanno adottato una politica comune per fronteggiare il momento particolarmente difficile.

A nome dei propri membri, l'Associazione ha fatto sapere che il suo scopo è quello di sviluppare e migliorare l'esportazione degli apparecchi, e di raccogliere informazioni sui vari mercati europei.

La TIAJ non fa mistero delle difficoltà contingenti: la crisi del petrolio ha causato aumenti di prezzi soprattutto in Giappone, dove le risorse naturali sono limitate. Secondo le statistiche dell'ONU, nel novembre 1973 la spirale dei prezzi all'ingrosso in Giappone è stata la più alta del mondo. Anche le parti elettroniche fatte di alluminio, rame, acciaio, plastica o pasta di carta sono aumentate da 1,5 a 3 volte con effetto retroattivo sui contratti già stipulati. Così afferma la TIAJ la quale aggiunge che i propri associati hanno fatto ogni sforzo per migliorare i prodotti e mantenere un sistema ragionevole di prezzi.

Tuttavia, l'inflazione ha avuto il sopravvento. La conclusione è che dal gennaio 1974 gli apparecchi ricetrasmittenti giapponesi hanno subito aumenti del 20% in più, applicabili anche a merce già ordinata e non ancora spedita. Non solo, ma in qualche caso potrebbero essere annullate le spedizioni già concordate.

Per non lasciare il quadro così nero, la TIAJ ha concluso tinteggiando di rosa pallido la sua comunicazione mandata ai clienti di tutto il mondo, con l'assicurazione generica che i propri associati sono in grado di produrre apparecchi di



QSL di Esculapio e Faina del Gruppo 27 Val di Chiana.

ottima qualità, e che faranno ogni sforzo per soddisfare le richieste degli importatori.

BENEFICA INIZIATIVA DEI CB MILANESI

Anche se ormai la primavera ha fatto sciogliere completamente i ricordi invernali, ci permettiamo di fare un salto indietro ugualmente, e precisamente al 25 Dicembre.

In quella giornata alcuni CB milanesi dei circoli di Loreto di corso Sempione e del Beltrami si sono recati a visitare alcuni istituti di degenza geriatrica. Il fatto non dovrebbe costituire motivo di pubblicità perché ad essa, le buone azioni, mal si accompagnano, però avendo per caso raccolto la notizia non possiamo che darle il giusto risalto.



Alcuni CB durante la distribuzione di doni agli ospiti delle case di cura. L'iniziativa, non comunicata alla stampa per evitare una inopportuna pubblicità, è stata da noi ricostruita casualmente.

Ad ogni modo nel mondo «etereo» e altamente umano dei CB una iniziativa di tal genere si inquadra quasi ovviamente.

Una schiera di CB ha portato un pomeriggio di gioia (e parecchi doni) agli ospiti della Sacra Famiglia di Cesano Boscone, dell'Albergo Triulzio (meglio conosciuto come Baggina) e del Pio istituto di Palazzolo.

Jacky 23...
...e puoi tutto

Ricetrasmettitore «Tenko»
Mod. Jacky 23

23 canali equipaggiati di quarzi
Indicatore **S/RF**
Limitatore di disturbi
Presa per antenna, altoparlante esterno, **PA** e cuffia.
Controllo volume, squelch, volume **PA**
Sintonizzatore Delta
Potenza ingresso stadio finale:
5 W AM - 15 W SSB.
Uscita audio: **2 W**
Alimentazione: **13,8 Vc.c.**
Dimensioni: **267x64x216**



TENKO

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA GBC



rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica «Rassegna della stampa estera».
Per gli abbonati, l'importo è L. 2.000; per i non abbonati L. 3.000.
Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo nel c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

ATTENUATORE PROGRESSIVO DELLA LUCE
(Da «Everyday Electronics» - 10/1973)

I pochi componenti necessari per allestire questo dispositivo, ed i concetti costruttivi originali, ne permettono la realizzazione da parte di chiunque, con un risultato certamente soddisfacente.

Sostanzialmente, il dispositivo consiste in un circuito che può essere montato nella base dello stativo che supporta la lampada. Non esiste però alcun motivo per il quale il suo funzionamento non venga abbinato a quello di altre lampade, purché il valore massimo della corrente controllata non superi l'intensità di 1 A.

L'attenuatore può essere usato soltanto per controllare il funzionamento di carichi di natura non induttiva, per cui non ne è possibile l'impiego con tubi fluorescenti.

Lo schema elettrico è quello che riproduciamo alla **figura 1,** nella quale si osserva che il dispositivo viene praticamente predisposto in serie al circuito di alimentazione della lampada. Ciò significa che può essere collegato unitamente al relativo interruttore, oppure in sostituzione di quest'ultimo.

I componenti più importanti sono D1, definito col termine di «diac» (e chiamato a volte anche diodo «trigger»), e CSR1, che è un «triac» vale a dire un rettificatore controllato al silicio, di tipo bipolare.

Il «diac» non consente normalmente il passaggio di una corrente elettrica in una qualsiasi delle due direzioni possibili, a meno che la tensione presente ai suoi capi non superi un valore prestabilito, che corrisponde appunto alla tensione di innesco.

Non appena ciò accade, il dispositivo semiconduttore passa completamente allo stato di conduzione, e — come un tiristore — continua a condurre corrente finché l'intensità di quest'ultima non si riduce al di sotto di un determinato livello.

Un «diac» non è quindi altro che un diodo che può funzionare con entrambe le polarità, per cui la sua posizione lungo il relativo circuito non ha alcuna importanza.

Il «triac» funziona invece come un tiristore, ad eccezione del fatto che anch'esso può funzionare con entrambe le polarità. Normalmente esso non conduce corrente elettrica, ma — se l'elettrodo «gate» viene polarizzato con un potenziale positivo **oppure** negativo rispetto ad un terminale di rete, e se la corrente che scorre attraverso questo circuito raggiunge il valore approssimativo di 30 mA, il semiconduttore passa allo stato di conduzione, e rimane in tale stato finché la corrente che lo percorre si riduce al di sotto del valore che costituisce la corrente di mantenimento.

Quando viene fatto funzionare con tensione alternata, il fenomeno di cui sopra si manifesta in corrispondenza di ciascun semi-periodo.

Il grafico di **figura 2** dimostra come l'effetto di attenuazione sia dovuto all'innesco dell'elettrodo «gate» del «triac» in corrispondenza di diversi punti dei semi-periodi della tensione alternata.

Se la conduzione ha inizio non appena comincia un semi-periodo, si ottiene la massima potenza, che può però essere ridotta quasi a zero mano a mano

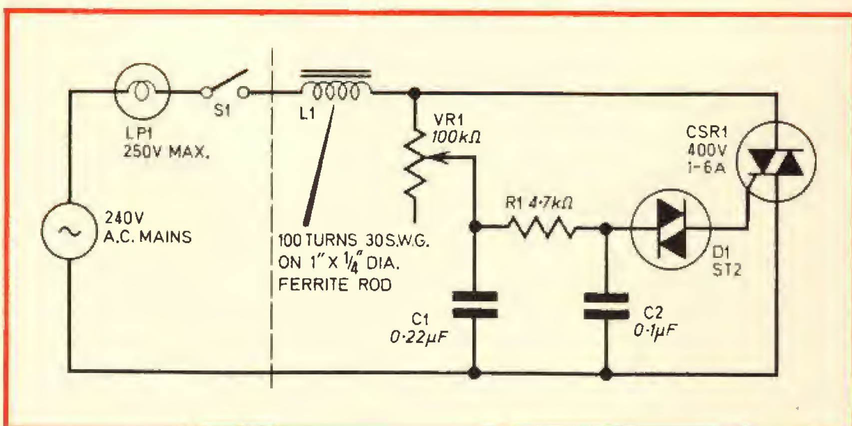


Fig. 1 - Schema elettrico dell'attenuatore di luce. La parte di questo circuito che viene allestita mediante un circuito stampato è soltanto quella che si trova a destra della linea tratteggiata.

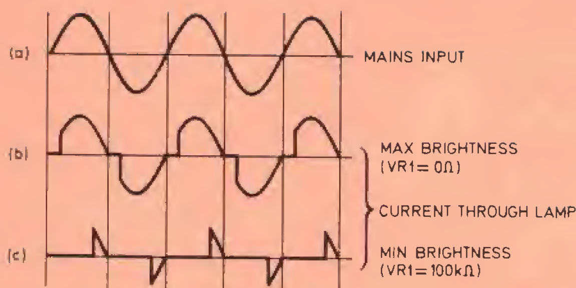


Fig. 2 - Riproduzione grafica della forma d'onda dei segnali di corrente che passano attraverso la lampada, quando l'innesco avviene all'inizio di ciascun semi-periodo (b) oppure verso la fine (c). La prima parte (a) rappresenta la forma d'onda della tensione alternata di rete.

che il punto di innesco viene ritardato rispetto alla semionda.

In questa particolare applicazione si sfrutta l'effetto combinato di VR1, C1, R1 e C2 per ritardare l'aumento di tensione ai capi del «diac», in riferimento all'effetto di temporizzazione relativo alla forma d'onda della tensione di rete.

In questo circuito, il ritardo può essere virtualmente regolato da zero a 10 ms, il che corrisponde al tempo durante il quale si svolge un semi-periodo della tensione alternata a 50 Hz.

Di conseguenza, possiamo affermare che il circuito permette di ottenere uno sfasamento pari approssimativamente a 180°.

Il «diac» necessita di una tensione di circa 20 V per entrare in funzionamento, e per consentire il passaggio della corrente che eccita l'elettrodo «gate» del «triac».

Se il resistore variabile VR1 viene predisposto su di un valore basso, il potenziale presente ai capi di C1 aumenta rapidamente, e segue quasi esattamente la variazione della tensione di rete. Analogamente, si manifesta un certo ritardo della tensione presente ai capi di C2 a causa della presenza di R1.

Non appena il potenziale aumenta fino a raggiungere il valore di ± 20 V, il «diac» entra in stato di conduzione, e determina il medesimo stato anche attraverso il rettificatore controllato al silicio.



Fig. 3 - Fotografia dell'apparecchiatura dopo la realizzazione, così come può essere installata nella base di una normale lampada da tavolo.

La tensione presente tra la sommità e l'estremità di VR1 e il terminale inferiore di C1 si riduce fino quasi a zero, per cui entrambe le capacità C1 e C2 si scaricano attraverso il circuito «gate» del «triac».

Aumentando il valore di VR1 fino a circa 100 kΩ, C2 non è più in grado di raggiungere tra i suoi elettrodi il potenziale di 20 V, se con un notevole ritardo rispetto al ciclo della corrente alternata.

La posizione alla quale abbiamo fatto precedentemente riferimento consente di ottenere la massima luminosità da parte della lampadina, mentre l'ultima posizione alla quale ci siamo riferiti determina la minima produzione di luce.

Come abbiamo precedentemente stabilito, il fatto che la polarità della tensione alternata sia positiva o negativa durante il semi-periodo non ha alcuna importanza, in quanto i semiconduttori usati possono funzionare nel modo descritto in entrambi i casi.

La **figura 3** è una fotografia che illustra l'aspetto dell'apparecchiatura montata, così come può essere allestita inserendola nella base di una lampadina.

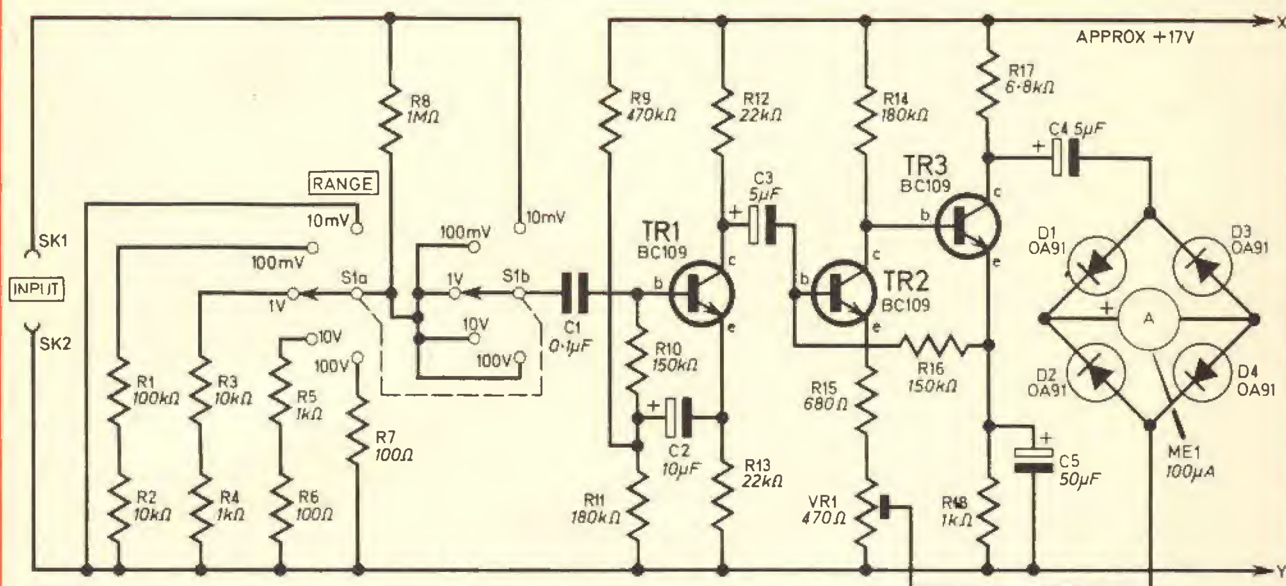
Considerando l'inerzia della retina dell'occhio umano, che necessita di un periodo di tempo più o meno lungo per adattarsi al buio quando si era assuefatta ad una luce intensa, oppure per adattarsi ad una luce intensa quando era assuefatta al buio, risulta abbastanza intuitiva l'utilità di disporre di questa apparecchiatura, in un normale locale di abitazione. Infatti, sappiamo tutti che nei cinematografi, quando viene disattivato l'impianto di illuminazione della sala per iniziare la proiezione, le luci vengono spente gradatamente, per evitare che gli occhi degli spettatori debbano passare improvvisamente dalla forte illuminazione alla illuminazione ridotta proveniente dalle immagini proiettate. Per lo stesso motivo, quando la proiezione cessa, le luci vengono accese gradatamente, evitando così l'abbagliamento del pubblico.

Un effetto del tutto analogo può essere ottenuto inserendo questo dispositivo in una lampada da tavolo, quando si desidera mettere in funzione o disattivare il televisore.

UN VOLTMETRO PER FREQUENZE ACUSTICHE (Da «Everyday Electronics» - 10/1973)

Sulla medesima Rivista citata rileviamo anche questo secondo articolo, che può essere di grande interesse per chi desidera realizzare da sé i propri strumenti di laboratorio.

Si tratta di un voltmetro il cui circuito permette di misurare con precisione più che soddisfacente le tensioni alternate dovute ai segnali elettrici a frequenza acustica. E' infatti noto che — disponendo di uno strumento del genere — risulta molto più facile eseguire tutte le operazioni di controllo e di messa a punto agli effetti della progettazione, del collaudo e della riparazione di



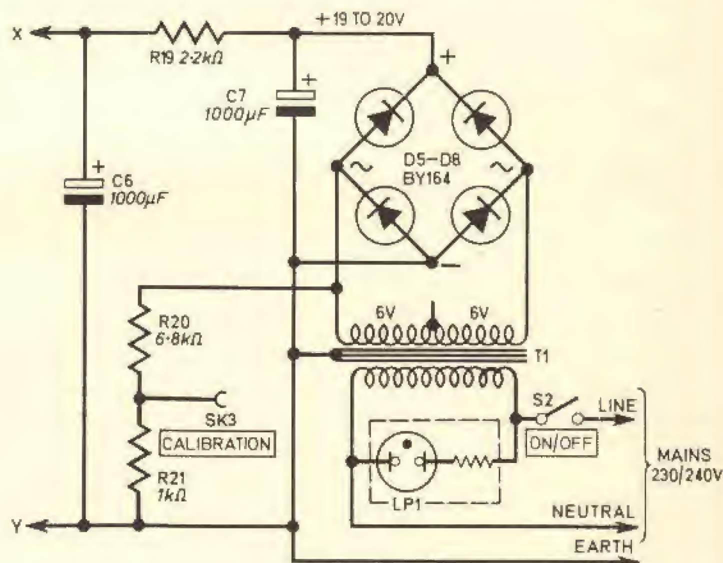


Fig. 4 - La parte superiore rappresenta lo schema elettrico del voltmetro amplificatore, attraverso il quale è possibile la misura molto precisa di tensioni a frequenza acustica. La parte inferiore rappresenta invece la sezione di alimentazione, che prevede anche la disponibilità di una tensione di taratura in corrispondenza del terminale SK3.

amplificatori di bassa frequenza, nonché della sezione audio di ricevitori televisivi, oppure della parte di radioricevitori che segue lo stadio rivelatore, siano essi a modulazione di ampiezza o a modulazione di frequenza.

Lo schema elettrico del voltmetro è riprodotto alla **figura 4,** che ne rappresenta in alto la parte di misura propriamente detta, mentre reca in basso lo schema elettrico della sezione di alimentazione.

La tensione da misurare viene applicata ai terminali di ingresso, che fanno capo ad un attenuatore resistivo che predispone in totale cinque portate. La portata minima permette di misurare tensioni aventi l'ampiezza massima di 10 mV fondo scala, mentre la portata più alta consente la misura di un valore massimo di 100 V fondo scala.

Il segnale, dosato attraverso il suddetto attenuatore, viene applicato alla base di TR1 tramite la capacità di accoppiamento C1, avente il compito di bloccare una eventuale componente continua, la cui presenza sarebbe causa di alterazione della polarizzazione dello stadio di ingresso.

Questo primo stadio viene polarizzato con una tensione di base il più possibile costante attraverso il gruppo di polarizzazione R13/C2. Il partitore resistivo presente tra base e massa, costituito da R10 e da R11, oltre a stabilizzare la polarizzazione, determina anche un lieve effetto di reazione negativa, e rende anche lo stadio insensibile alle eventuali variazioni della temperatura ambientale.

Dopo aver subìto una prima amplificazione, il segnale viene prelevato dal collettore di TR1, mediante la capacità C3, per essere applicato alla base dello stadio TR2, che lo amplifica ulteriormente.

Il collettore di questo secondo stadio è collegato direttamente alla base del terzo stadio, TR3, evitando in tal modo le conseguenze di un accoppiamento capacitivo.

Il resistore R16 comporta un altro rapporto di reazione negativa, che provvede a stabilizzare ulteriormente le caratteristiche dinamiche del segnale sottoposto alla misura.

Il resistore variabile VR1, presente in serie all'emettitore TR2, ha il compito

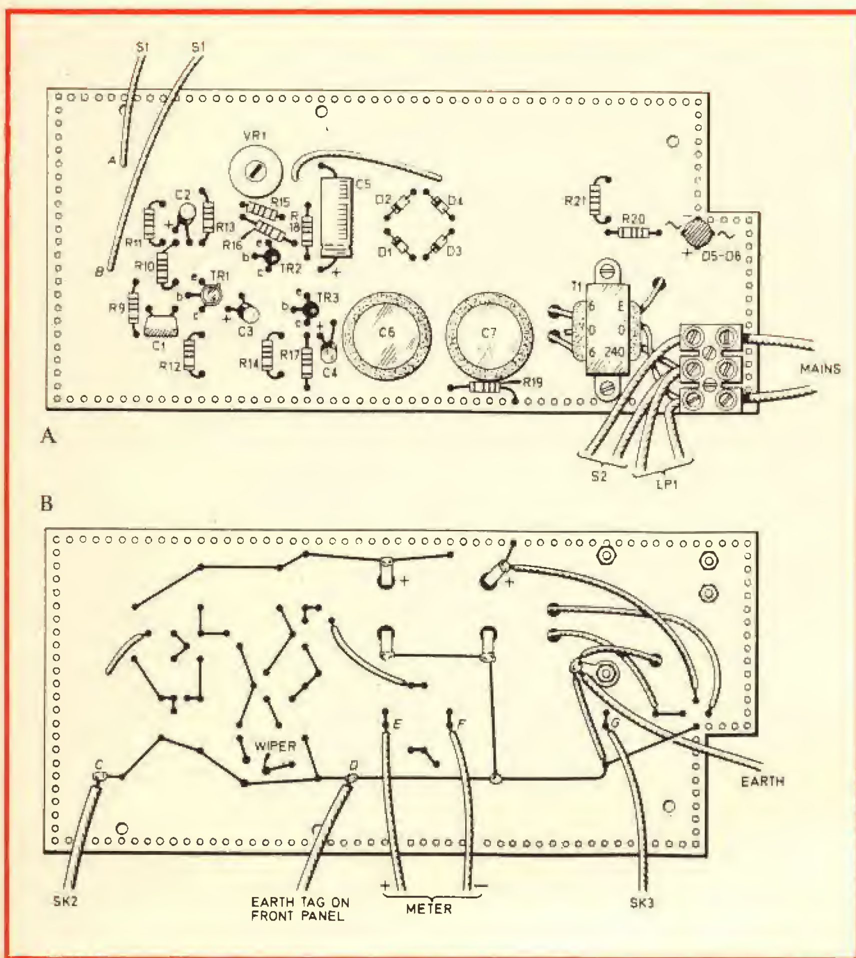
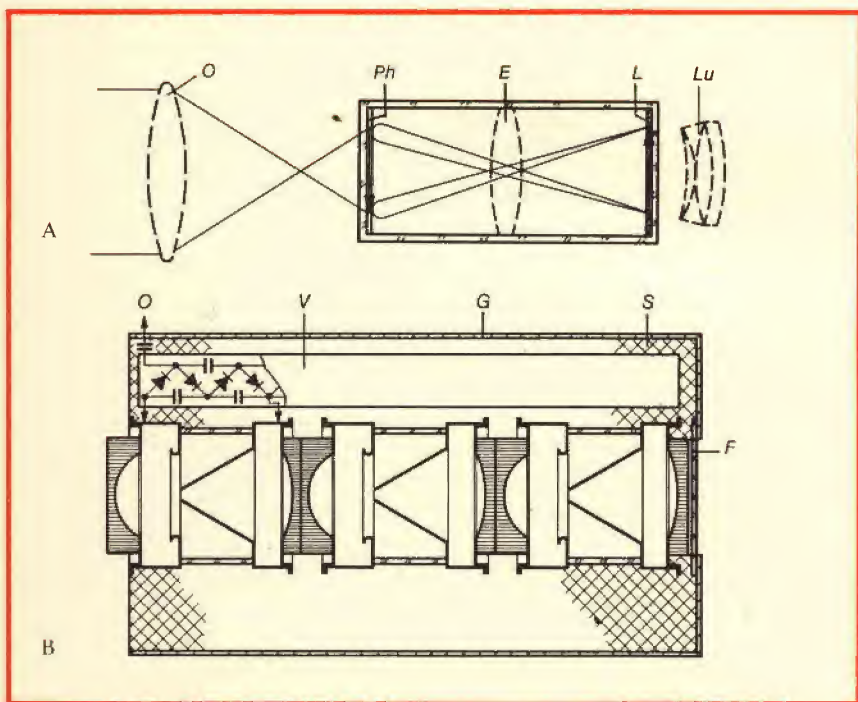


Fig. 5 - Veduta dal lato dei componenti (A) e da quello delle connessioni (B) della basetta isolante che supporta il circuito di amplificazione, senza i componenti esterni ai quali la basetta deve essere collegata mediante conduttori flessibili.



di regolare la sensibilità dello strumento, e serve quindi per la sua taratura.

In corrispondenza del collettore di TR3, il segnale amplificato viene collegato ad un rettificatore a ponte costituito dai quattro diodi D1, D2, D3 e D4, tramite la capactà C4, del valore di 5 µF.

Le uscite positiva e negativa di questo rettificatore a ponte vengono collegate direttamente ad un microamperometro avente una sensibilità di 100 µA fondo scala.

La sezione di alimentazione prevede un trasformatore il cui primario è adatto alla tensione di rete disponibile, oppure può essere provvisto di cambiatensione, se lo si ritiene necessario. Il secondario di questo trasformatore fornisce una tensione globale di 12 V, che viene rettificata dal rettificatore a ponte D5-D8, per essere poi filtrata attraverso la cellula a «π» costituita da C6, C7 ed R19.

Dopo questo livellamento, la tensione di 12 V assume le caratteristiche della tensione continua, e può quindi essere applicata direttamente tra i terminali X ed Y del circuito di amplificazione.

Il partitore resistivo costituito da R20 e R21 è dimensionato in modo tale da rendere disponibile una tensione di riferimento in corrispondenza del terminale SK3, che può essere usata per effettuare la taratura dello strumento.

L'articolo riporta tutti i dettagli costruttivi di questo semplice circuito, che può essere allestito su di una basetta di materiale isolante seguendo la disposizione dei componenti riprodotta dalla sezione **A** di **figura 5.** La sezione **B** della stessa figura riproduce la basetta vista dal lato opposto, per chiarire la tecnica di esecuzione di tutti i collegamenti.

L'articolo, che occupa uno spazio redazionale di circa cinque pagine, contiene anche altri numerosi disegni che rappresentano i dettagli costruttivi dell'involucro, le connessioni tra la basetta di cui alla figura 5 ed i componenti esterni, e la struttura della scala che è possibile applicare sul quadrante dello strumento, per ottenere le indicazioni necessarie per eseguire qualsiasi tipo di misura nei confronti di un circuito funzionante a bassa frequenza.

L'elenco dei componenti completa la nota, la cui lettura consente indubbiamente a chiunque di costruire questo strumento, con la certezza di realizzare uno strumento di grande utilità.

Fig. 6-A - Principio di funzionamento di un amplificatore di immagini. Le lettere identificano i seguenti componenti: O = obbiettivo; Ph = fotocatodo; E = ottica elettronica; L = schermo fluorescente; Lu = oculare.

Fig. 6-B - Sezione longitudinale schematizzata del tubo amplificatore di immagini XX 1060. I riferimenti sono: O = attacco del generatore di alta frequenza; V = moltiplicatore di tensione; G = custodia in plastica; S = gomma siliconica; F = finestrino terminale.

TUBI AMPLIFICATORI DI IMMAGINI XX1600 e XX1110 (Da «Rassegna Tecnica AEG-Telefunken» - 2/1973)

In molti campi della scienza e della tecnica, come ad esempio nella fisica, nella biologia, nell'astronomia o nella medicina, si presenta il problema di localizzare fonti luminose estremamente deboli, o di individuare oggetti soltanto scarsamente illuminati.

A tale scopo è particolarmente indicato l'impiego di amplificatori di immagini ad ottica elettronica, che presentano la proprietà di riprodurre alla loro uscita, amplificata in luminosità, un'immagine proiettata sul loro ingresso.

Pur essendo noto da oltre trenta anni il principio dell'amplificazione di immagini, soltanto recentemente le prestazioni di questi amplficatori hanno raggiunto un livello che consente una loro utilizzazione su vasta scala.

Particolarmente, è stato possibile migliorare l'amplificazione di luminosità e qualità dell'immagine, grazie all'impiego di finestrini ottici in vetro filato come elementi di accoppiamento negli amplificatori di immagini a più stadi.

Un esempio tipico di questa famiglia di apparecchi è il tubo amplificatore di immagine a tre stadi XX1060, al quale ci riferiamo.

L'esecuzione schematizzata ed il funzionamento di un amplificatore di immagini risultano alla **figura 6-A**. Un amplificatore di immagini è infatti costituito da un recipiente a tenuta ermetica, munito di un finestrino frontale e di un finestrino terminale sul lato opposto. All'interno viene prodotto un vuoto molto spinto.

Sul lato interno del finestrino frontale viene applicato un fotocatodo, mentre il lato interno del finestrino terminale è ricoperto con uno strato di materiale fluorescente.

Proiettando sul fotocatodo, a mezzo di un obbiettivo, un'immagine dell'oggetto in esame, ciascun elemento di superficie del fotocatodo emette elettroni, la cui quantità numerica media è proporzionale all'illuminazione dell'elemento di superficie in questione.

Gli elettroni uscenti, caratterizzati da un basso contenuto energetico, vengono accelerati con l'aiuto di dispositivi della ottica elettronica, per essere poi focalizzati sullo schermo fluorescente.

Su quest'ultimo si forma quindi l'immagine della distribuzione di emissione del fotocatodo. Gli elettroni accelerati, all'impatto sullo schermo fluorescente, eccitano una forte luminescenza di quest'ultimo, la cui intensità dipende punto per punto dalla potenza elettrica ivi incidente.

I moderni fotocatodi a semiconduttori hanno una sensibilità estesa fin nella zona spettrale dell'infrarosso, e sono caratterizzati da un rendimento molto elevato. Negli ultimi anni sono stati registrati notevoli progressi in questo campo.

La **figura 6-B** riproduce schematicamente la sezione lungitudinale del tubo amplificatore di immagini, mentre la **figura 7** ne illustra l'aspetto fotograficamente.

Per l'amplificazione di immagini nella zona spettrale visibile o in quella infrarossa immediatamente adiacente, si impiegano prevalentemente tubi amplificatori di immagini a tre stadi, in quanto fino ad ora soltanto quest'ultimo tipo ha consentito di raggiungere un'amplificazione sufficientemente elevata, con una scala di riproduzione di 1 : 0,9.

Questi amplificatori di immagini sono però relativamente costosi e non sono idonei per tutte le applicazioni, a causa del notevole ingombro longitudinale, e del peso elevato.

Per questi motivi è stato sviluppato un tubo amplificatore di immagini ad un solo stadio il cui aspetto è riprodotto nella foto di **figura 8-A**, che permette di ottenere un'amplificazione di immagini sufficiente per molti casi di amplificazione, pur essendo molto meno ingombrante ed economicamente più conveniente.

Per lo sviluppo di questo tubo si è partiti dal fatto, da molto tempo conosciuto negli amplificatori di immagini radioscopiche, che un rimpicciolimento con sistemi dell'ottica elettronica determina un guadagno di luminanza.

Per dare al costruttore di apparecchi un'ampia libertà nella scelta di amplificazione di luminosità per guadagno in luminanza, il nuovo amplificatore è stato concepito come tubo a quattro elettrodi (tetrodo), con scala di riproduzione variabile entro ampi limiti.

La scala di riproduzione viene predisposta sui diversi valori, variando la tensione applicata al primo ed al secondo elettrodo di focalizzazione.

La **figura 8-B** riproduce in sezione la struttura interna dell'amplificatore di immagini tipo XX1110. Sul lato di ingresso è applicato un finestrino ottico spianato sempre in vetro filato. Esso consente di usare normali obbiettivi di serie, come ad esempio del tipo usato sulle macchine fotografiche di formato ridotto, anziché obbiettivi speciali.

Contemporaneamente, si può rinunciare alla lente di correzione normalmente necessaria per l'adattamento. Sul lato curvo interno del finestrino ottico in vetro filato, è applicato un fotocatodo multialcalino del tipo S20r, caratterizzato da una sensibilità maggiormente estesa verso la zona spettrale del rosso. Il finestrino terminale in vetro funge da supporto per uno schermo fluorescente alluminizzato dal tipo P20.

L'apertura di passaggio del secondo elettrodo di focalizzazione è relativamente stretta. Con ciò si evita che il campo elettrico esistente tra il secondo elettrodo di focalizzazione e l'anodo (lente di postaccelerazione) interferisca col campo elettrico esistente tra il catodo ed il secondo elettrodo di focalizzazione (prima lente).

Secondo le leggi dell'ottica elettronica, con un tubo amplificatore di immagini caratterizzato da una scala di riproduzione variabile non è possibile ottenere, per tutte le scale di riproduzione indistintamente, caratteristiche ottimali del-



Fig. 7 - Rappresentazione fotografica del tubo amplificatore di immagini XX 1060, con generatore di alta frequenza.



Fig. 8-A - Fotografia del tubo amplificatore di immagini XX 1110, ad un solo stadio.

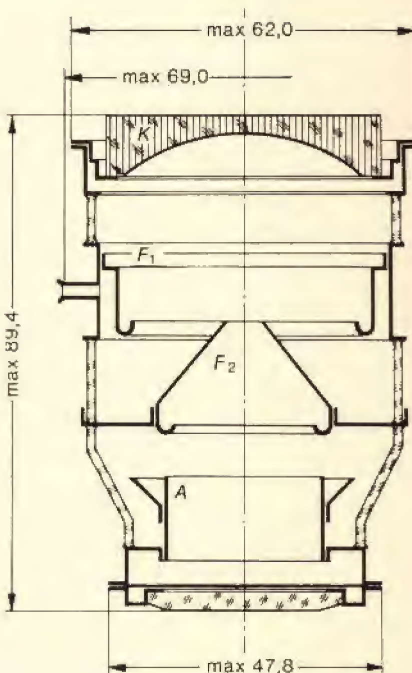


Fig. 8-B - Sezione longitudinale schematizzata del tubo amplificatore di cui alla figura 8-A. K identifica il catodo, F1 il primo elettrodo di focalizzazione, F2 il secondo elettrodo di focalizzazione, ed A l'anodo.

l'immagine prodotta. Un'influenza decisiva su queste caratteristiche viene esercitata ad esempio tra il rapporto delle tensioni applicate tra catodo e secondo elettrodo di focalizzazione e tra secondo elettrodo di focalizzazione ed anodo.

A tale riguardo, il tubo amplificatore di immagini XX1110 è stato progettato in modo tale da ottenere, agli effetti pratici, valori soddisfacenti entro i limiti delle sue possibilità operative.

INTERRUTTORE DI PROTEZIONE A TIRISTORI

(Da «Rassegna Tecnica AEG-Telefunken» - 2/1973)

In condizioni di funzionamento particolarmente sfavorevoli, oppure durante la messa in servizio, nei convertitori statici possono manifestarsi perturbazioni che provocano l'intervento dei fusibili. Questi fusibili speciali sono indispensabili per la protezione dei costosi elementi semiconduttori nell'elettronica di potenza.

L'impiego di interruttori extra-rapidi per corrente continua è spesso antieconomico per le correnti non troppo elevate, oggetto delle presenti considerazioni, oppure addirittura impossibile per le basse tarature di intervento richieste in questi casi.

Recentemente — tuttavia — è stato sviluppato e perfezionato un interruttore di protezione a tiristori, costruito in serie, che è in grado — essendo equipaggiato col tiristore AEG tipo T 301 N — di sopportare, con raffreddamento naturale fino ad una temperatura ambiente di 45 °C, una corrente continua di 165 A, per funzionamento continuo.

Per funzionamento intermittente o di breve durata, la corrente potrebbe essere di intensità anche notevolmente maggiore.

A seconda del tipo di funzionamento i valori di intervento possono essere tarati, senza soluzione di continuità, fino ad una intensità di 300 A.

La **figura 9** rappresenta lo schema di principio, molto semplificato dell'interruttore di protezione applicato in un azionamento alimentato da un convertitore statico.

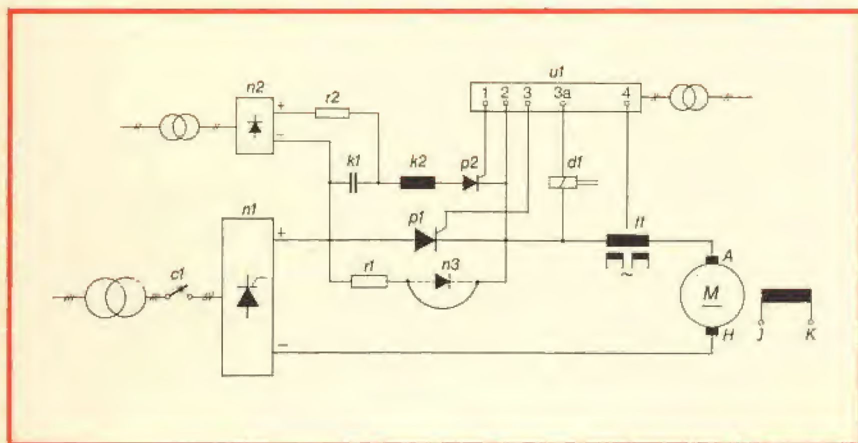


Fig. 9 - Schema di principio di un azionamento alimentato da un convertitore statico protetto da un interruttore a tiristori.

Nel circuito a corrente continua si trova il tiristore principale p1, che riceve — in funzionamento normale — un segnale di accensione permanentemente dal dispositivo elettronico u1.

In queste condizioni, il tiristore di spegnimento p2 è interdetto. In caso di sovraccarico nel circuito a corrente continua, il segnale fornito dal riduttore Krämer f1 viene inviato nel dispositivo elettronico u1, che provvede ad applicare al tiristore di spegnimento p2, praticamente senza alcun ritardo, l'impulso di accensione, sopprimendo simultaneamente il segnale di accensione del tiristore principale p1, e togliendo la tensione di alimentazione dal relè ausiliario d1.

Il condensatore di spegnimento k1 (caricato attraverso il trasformatore ad avvolgimenti separati, il rettificatore n2, ed resistore di carica r2) sopperisce pertanto, per un periodo di tempo dell'ordine di microsecondi, come risulta nel grafico di **figura 10,** alla corrente principale, interrompendo in tal modo la corrente passante nel tiristore principale p1.

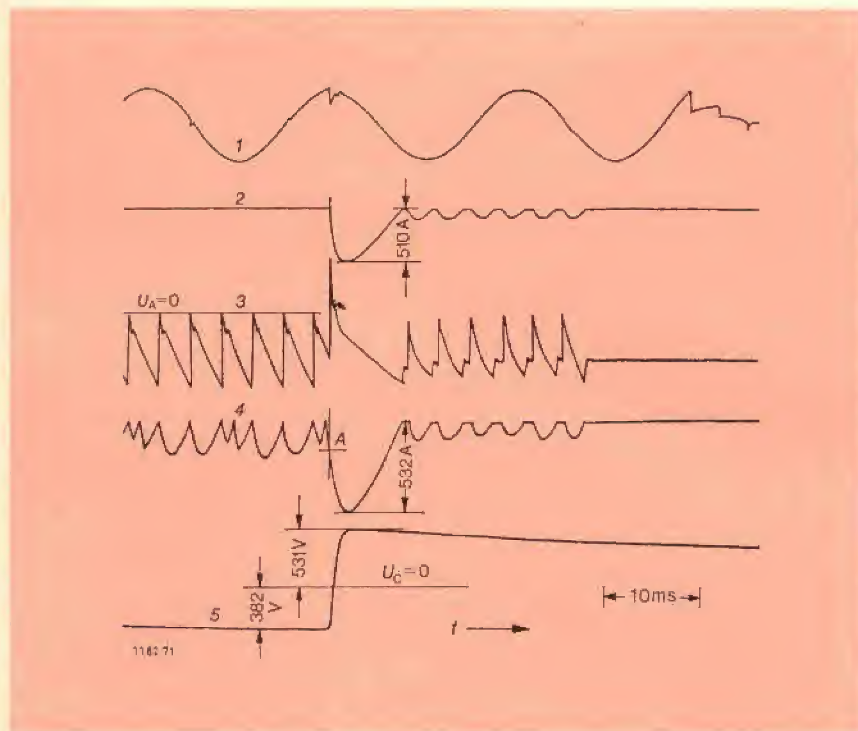


Fig. 10 - Oscillogramma riprodotto graficamente di un'interruzione, tracciato con oscilloscopio a raggio luminoso. I numeri di riferimento chiariscono le seguenti caratteristiche: 1 - tensione rete tra due fasi; 2 - tensione ai capi del tiristore principale p1; 3 - tensione di armatura del motore a corrente continua; 4 - corrente continua misurata a mezzo del riduttore Krämer f1; C - tensione ai capi del condensatore di spegnimento K1.

La reattanza k2 impedisce che il gradiente di corrente nel tiristore di spegnimento p2 possa raggiungere valori troppo elevati.

Il citato periodo di tempo deve essere assolutamente maggiore del tempo di ristabilimento del potere di interdizione del tiristore principale p1, affinché quest'ultimo — non più percorso da corrente e con segnale di accensione soppresso — possa passare in fase di interdizione, evitando con sicurezza il fenomeno dell'auto-innesco, che comprometterebbe irrimediabilmente il funzionamento dell'interruttore di protezione.

La **figura 11** rappresenta fotograficamente l'aspetto dell'apparecchiatura de-

scritta, vista in **A** ed in **B** con due diverse angolazioni.

L'articolo recensito precisa nella conclusione che all'inizio dell'Agosto 1971 sono stati installati quattro interruttori di protezione a tiristori a bordo della motonave Wasa, per proteggere contro interruzioni di servizio gli azionamenti di argani e verricelli, alimentati attraverso convertitori statici. Nel Gennaio 1972 sono stati installati altri quattro interruttori di questo genere a bordo della motonave Hansa.

Attualmente, presso la AEG-Telefunken sono in corso i lavori di studio e sviluppo per la realizzazione di un interruttore di protezione per tiristori a corrente continua, basato sullo stesso principio di funzionamento, ma funzionante fino ad un'intensità di circa 2.500 A.

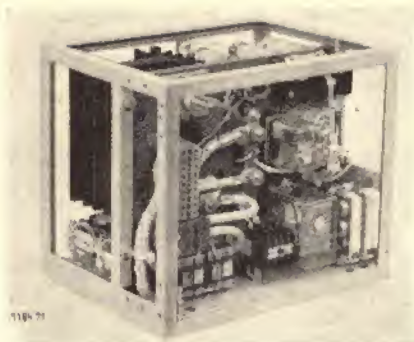


Fig. 11 - «A» e «B» illustrano l'interruttore di protezione a tiristori visto rispettivamente dal davanti e dal retro.

SERVO-CONTROLLO DELLA VELOCITA' DI TIPO DIGITALE

(Da «Wireless World» - 7/1973)

Prima di iniziare la descrizione del circuito, l'Autore di questo articolo ritiene necessario citare il tipo particolare di tachimetro che viene usato in questa applicazione, in quanto esso esercita una certa influenza sulla tecnica usata per la progettazione dell'unità.

I recenti progressi conseguiti nella tecnologia dei magneti flessibili contribuiscono a ridurre il costo del tachimetro elettromagnetico a corrente alternata; il rotore di questo dispositivo consiste in un disco del diametro di 0,06 pollici di materiale magnetico laminato di tipo flessibile, magnetizzato con un totale di sessantaquattro poli. Lo statore è invece un circuito stampato da un solo lato, sul quale è applicato l'avvolgimento.

Il disco del rotore viene cementato su di una piastra metallica rigida, in modo che il tutto possa ruotare unitamente all'albero del motore sottoposto al controllo. Lo statore viene sistemato alla distanza di circa 0,02 pollici dal rotore, e viene rigidamente fissato allo involucro del motore.

La tensione di uscita presenta un andamento sinusoidale, e la frequenza della corrente alternata prodotta è naturalmente proporzionale alla velocità di rotazione.

Il prototipo forniva una tensione efficace di 40 mV con una velocità di rotazione di 1.000 giri al minuto, e con un'impedenza della sorgente inferiore ad 1 Ω alla frequenza di 1.000 Hz.

L'ampiezza è proporzionale alla frequenza, in quanto segue un'inclinazione pari a 6 dB per ottava, e subisce una notevole influenza ad opera della distanza che sussiste tra il magnete ed il «pick-up».

La **figura 12** rappresenta lo schema a blocchi del dispositivo. Il segnale a corrente alternata proveniente dal tachimetro viene amplificato e limitato in ampiezza ad opera dell'amplificatore operazionale A1. L'uscita di questa sezione, pilota un multivibratore monostabile di precisione, che produce un impulso in corrispondenza di ciascuna transizione variabile in senso positivo del segnale proveniente dall'amplificatore A1.

L'uscita complementare del circuito monostabile viene sfruttata per pilotare un circuito discriminatore dell'ampiezza degli impulsi, nel quale il ritmo di carica e scarica del condensatore viene controllato dai resistori R1 ed R2, rispettivamente.

Non appena la frequenza del segnale proveniente dal tachimetro aumenta, il periodo di un ciclo del segnale tachimetrico si approssima a quello del circuito monostabile. Quest'ultimo produce quindi impulsi progressivamente più stretti, in quanto la sua uscita complementare rappresenta la differenza tra gli impulsi uniformi di tipo normale ed i periodi provenienti dal tachimetro. Se quest'ultimo continua ad aumentare la frequenza dei segnali prodotti, il suo periodo raggiunge ad un certo istante il valore di quello del circuito monostabile, per cui l'impulso complementare scompare improvvisamente.

Il circuito di discriminazione dell'ampiezza degli impulsi reagisce a queste rapide variazioni, e il potenziale di carica della capacità C diminuisce. Le variazioni di potenziale che si riscontrano ai capi di questo condensatore vengono amplificate da un servo-amplificatore ad alto guadagno, che controlla il funzionamento del motore.

L'uscita dell'amplificatore di potenza a corrente continua è munita di transistori complementari collegati in modo da permettere ad uno dei transistori di agire come un freno. L'altro viene invece usato come acceleratore.

Riesaminando il semplice sistema, si può intuire la disponibilità di un guadagno considerevole esente da fenomeni di instabilità, usando il discriminatore dell'ampiezza degli impulsi in modo che risulti pilotato dall'uscita complementare della sezione monostabile.

La stabilità e lo smorzamento dipendono dalle caratteristiche del circuito RC, nonché dalle caratteristiche di ritardo o di anticipo di fase all'interno del circuito.

La **figura 13** rappresenta lo schema elettrico della parte elettronica del dispositivo. Si è fatto uso di un trasformatore

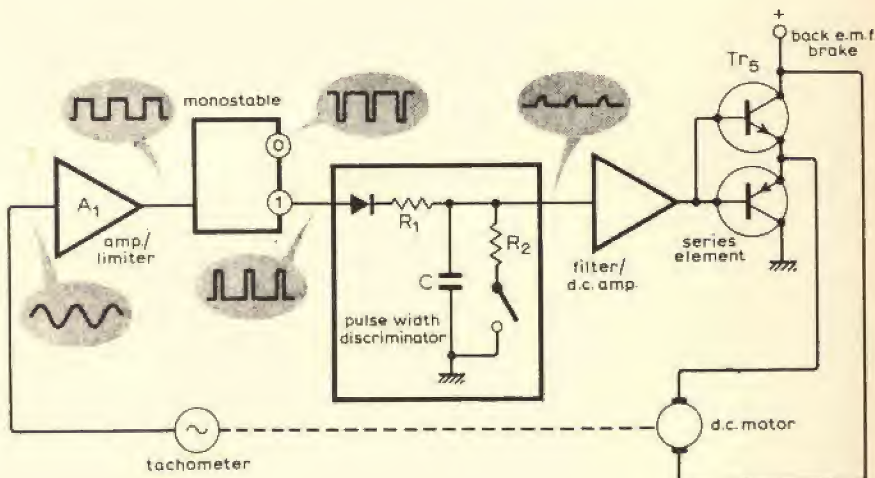


Fig. 12 - Schema a blocchi semplificato del servodispositivo di controllo della velocità di tipo digitale.

Fig. 13 - Schema elettrico completo del servodispositivo di cui alla figura 12. L'amplificatore operazionale di ingresso costituisce la sorgente principale del segnale che viene elaborato per ottenere l'effetto di controllo.

con rapporto in salita, sfruttando l'impedenza molto bassa del tachimetro per rendere disponibile un segnale di maggiore ampiezza all'ingresso dell'amplificatore.

Gli ingressi differenziali vengono pilotati in controfase, il che permette di ottenere il massimo guadagno da parte del circuito integrato, nonché una elevata reiezione di modo comune.

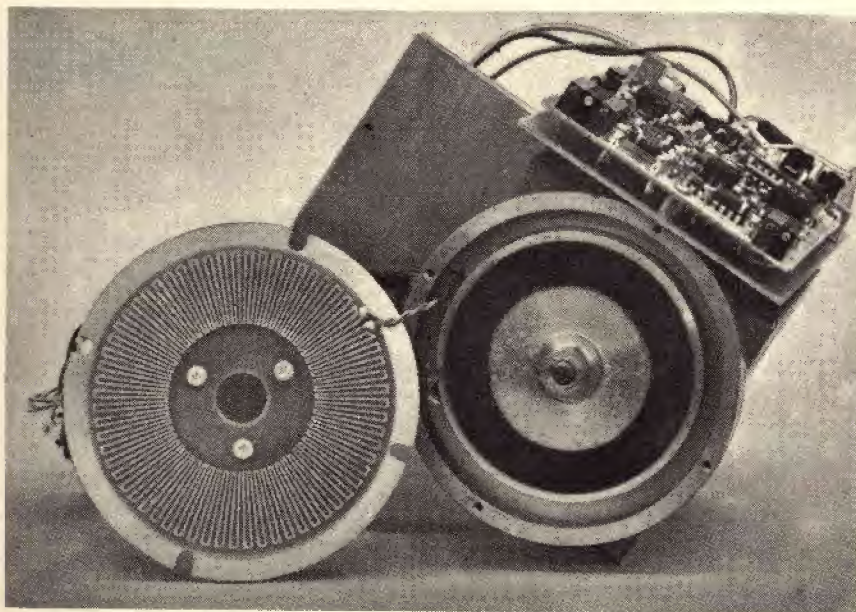


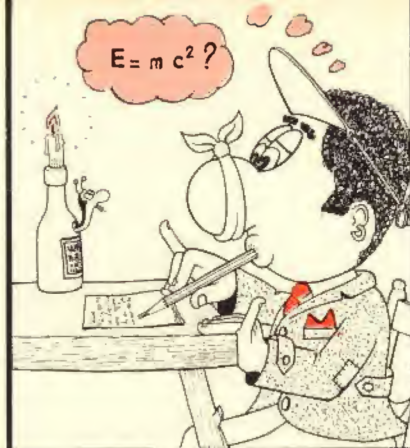
Fig. 14 - Fotografia del tachigeneratore, illustrante lo statore a circuito stampato ed il rotore munito di magnete flessibile. In alto a destra si osserva la sezione elettronica realizzata a circuito stampato.

A partire dalle velocità più basse, in progressivo aumento, il segnale disponibile all'uscita dell'amplificatore è caratterizzato da una forma d'onda quadra. Soltanto i tratti variabili in senso positivo vengono però usati per scopi di controllo, in quanto in questa particolare applicazione non permette alcuna garanzia di impiego per ciascun «zero crossing», evitando così di compromettere l'apparecchiatura con una ulteriore complessità, e con una messa a punto più laboriosa.

La **figura 14** è una fotografia del tachimetro elettromagnetico. In questa foto è facile notare in alto a sinistra il pannello a circuito stampato sul quale vengono fissati tutti i componenti della sezione elettronica, e si notano anche con particolare evidenza la struttura del rotore in materiale magnetico flessibile, e dello statore a circuito stampato, recante l'intero avvolgimento.

L'articolo si dilunga con altri paragrafi, che — con l'aiuto di particolari dello schema, e di grafici riproducenti la forma d'onda dei segnali in gioco — chiarisce ulteriormente il principio di funzionamento.

Infine, alcuni paragrafi intrattengono il Lettore sul principio di funzionamento del discriminatore dell'ampiezza degli impulsi, sulle prestazioni dell'amplificatore di potenza, sul comportamento agli effetti della larghezza di banda e del responso ai transitori e sulle caratteristiche dinamiche del dispositivo.



i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. COSTA G. - Milano
Apprendimento segnali Morse

Nella mia monografia dedicata all'apprendimento dei segnali Morse, a cui Lei fa riferimento, e che pur essendo stata stampata molti anni addietro è tuttora valida, spiego chiaramente come ai vari componenti i segnali occorra dare il significato di «ti» per quanto concerne il punto e di «ta» per quanto concerne la linea.

Le espressioni «dih» e «dah» sono state prelevate pari pari da manuali stranieri.

Comunque, in merito a quanto Lei chiede, debbo insistere sul fatto che per imparare a ricevere ed a trasmettere correttamente i segnali Morse occorre soltanto molto esercizio: le varie tabelle messe in circolazione in tutti i tempi non sono altro che delle «boiate» (usando un modo di dire caro al comico Vianello!).

Infatti, imparare la corrispondenza fra le varie lettere dell'alfabeto ed i rispettivi segnali Morse è cosa relativamente facile; il difficile sta per l'appunto nell'imparare a trasmettere e ricevere correttamente.

Per quanto concerne la seconda parte del suo quesito, sono del parere che i QSO in CW sono molto più validi di quelli in fonia. Prima di tutto per il fatto che essi consentono di superare agevolmente il QRM ed in secondo luogo perché snelliscono il traffico, avendo una durata molto minore.

Sig. DE BIASI F. - Palermo
Filtri cross-over

Per risolvere il suo problema le consigliamo di costruire uno dei due filtri cross-over che sono stati realizzati dalla AMTRON, precisamente l'UK 805, oppure l'UK 800 reperibili sotto forma di scatole di montaggio, complete di tutti i componenti e di chiarissime istruzioni, presso i punti di vendita della GBC Italiana.

Con il loro inserimento nel complesso dei tre altoparlanti woofer, mid-range e tweeter Le sarà pertanto possibile ottenere la richiesta separazione delle fre-

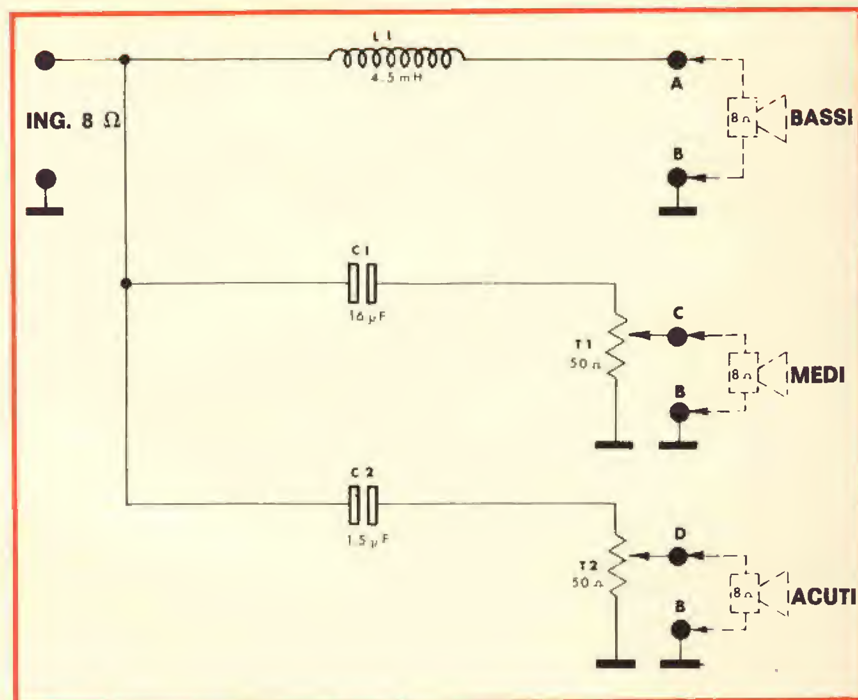


Fig. 1 - Schema elettrico del filtro cross-over AMTRON UK 805, a tre vie, potenza nominale 25 W, attenuazione 6 dB/ottava (GBC Italiana).

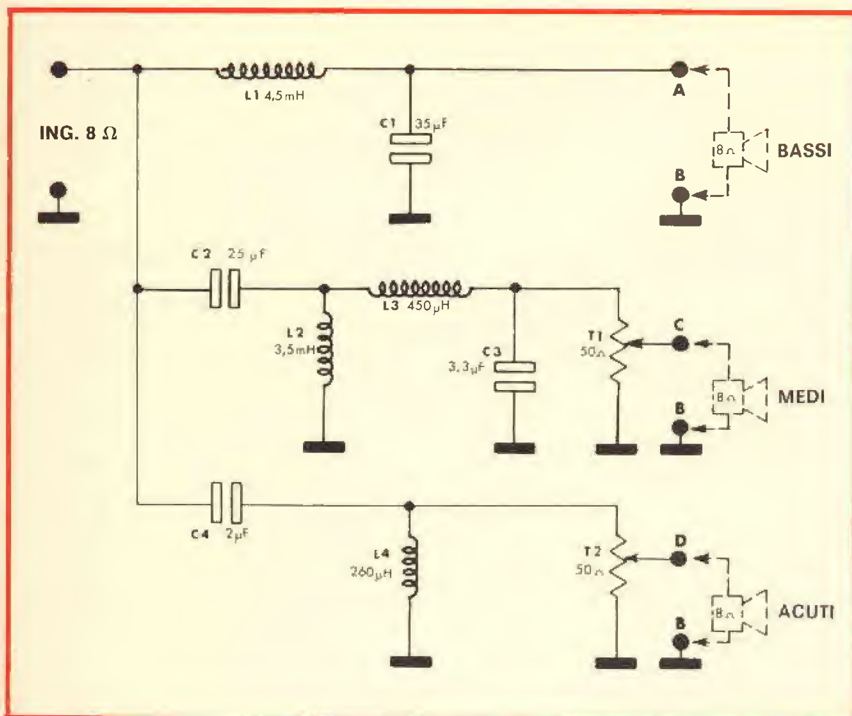


Fig. 2 - Schema elettrico del filtro cross-over AMTRON UK 800 a tre vie, potenza nominale 25 W, attenuazione 12 dB/ottava (GBC italiana).

quenze fra un altoparlante e l'altro in modo da ottenere effettivamente l'esatta amplificazione delle frequenze comprese fra 20 e 20.000 Hz.

Entrambi i filtri sono del tipo a tre vie con impedenza di 8 Ω.

Il filtro UK 805, il cui schema è visibile in figura 1, è previsto per ottenere una attenuazione di 6 dB/ottava, mentre il filtro cross-over UK 800, il cui schema elettrico è visibile in figura 2, ha una attenuazione di 12 dB/ottava.

La potenza nominale di entrambi i filtri è di 25 W.



Fig. 3 - Il pantelegrafo inventato dal fisico-sacerdote italiano Giovanni CASELLI, esposto in una sala del Museo della Scienza e della Tecnica di Milano.

Sig. CAPUTO D. - Salerno
Corretta ricezione TV

Per ottenere una buona immagine da un televisore, il cui impianto sia stato realizzato in modo ortodosso, occorre regolare i vari comandi attenendosi alle seguenti modalità:

Accendere il televisore quando l'emittente locale irradia il monoscopio e dopo circa cinque minuti regolare i comandi di sintonia, luminosità e contrasto in modo da ottenere la migliore immagine possibile. Occorre tenere presente che, agendo sul comando di sintonia, si devono eliminare le eventuali barre orizzontali caratteristiche della presenza dell'audio nel video, ottenendo una giusta udibilità.

Eseguite queste operazioni preliminari la messa a punto successiva dell'immagine valendosi del monoscopio, come abbiamo spiegato già altra volta nella rubrica dedicata alla televisione, dovrà essere effettuata come segue:

1°) *il quadro deve essere contenuto entro lo schermo, ad eccezione di una parte dei cerchi marginali disposti nei quattro angoli.*

2°) *il cerchio grande deve essere contenuto entro lo schermo conservando una forma perfetta circolare. Verso l'alto e verso il basso dovrà sfiorare i contorni dello schermo.*

3°) *i numeri contenuti del cerchio centrale devono essere chiaramente visibili.*

4°) *tutte le linee orizzontali e verticali dovranno risultare effettivamente orizzontali e verticali e non essere distorte.*

5°) *i due rettangoli neri, posti in posizione laterale a metà dei lati verticali, devono essere ben visibili e di dimensioni uguali.*

6°) *devono essere ben distinte e non serpeggianti le linee contenute nei due cunei laterali (con sovrapposti i numeri* 200 - 300*) ed in quello inferiore (fiancheggiato dai numeri* 400 - 600 *a sinistra e* 6 - 8 *a destra), mentre nel cuneo superiore (fiancheggiato dai numeri* 400 - 600 *a sinistra e* 6 - 8 *a destra) si cominceranno a distinguere le linee solo allo estremo superiore (sopra il numero* 400*) e resterà grigio il rimanente tratto inferiore.*

7°) *nella striscia collocata in basso fra il cerchio mediano e le nove righe nere, strette e sempre più corte, si dovranno vedere chiaramente almeno cinque o sei rettangoli di tonalità differente degradanti dal bianco a sinistra al nero a destra.*

8°) *non si dovranno vedere aloni, doppie immagini o sfumature.*

Sig. CANCELLIERE D. - Genova
L'abate Caselli era francese?

La ringrazio sentitamente per lo stralcio della rivista tecnica francese che mi ha inviato in visione e che già conoscevo.

Se andiamo avanti di questo passo, in avvenire non avremo alcuna occasione per meravigliarci se taluni autori francesi affermeranno che Dante Alighieri, Cristoforo Colombo, Leonardo da Vin-

ci, Mazzini, Meucci e chi più ne ha più ne metta, sono nati nel loro paese.

Comunque le posso confermare quanto Lei afferma e cioé che il fisico-sacerdote Giovanni Caselli è nato a Siena nel 1815 ed è morto a Firenze nel 1891. Egli, oltre al noto pantelegrafo, sperimentato in Francia, inventò un dispositivo per misurare la velocità delle locomotive e, cosa poca nota, anche un dispositivo per l'asservimento dei timoni.

Un esemplare di pantelegrafo è situato al Museo della Scienza e della Tecnica di Milano (figura 3)

Sig. RADICE F. - Verona
Accensione elettronica e contagiri

La figura 4 si riferisce al dispositivo di accensione elettronica a scarica capacitiva per auto fino a 6 cilindri, 9000 giri al minuto Philips C-A 11/12 che Lei possiede.

Questo tipo di accensione elettronica presenta alcuni vantaggi di cui Lei dovrebbe essere a conoscenza, se è in possesso del relativo opuscolo illustrativo. E' infatti molto importante il fatto che esso disponga di un dispositivo stabilizzatore che consente di far rimanere invariata la tensione di carica del condensatore per fluttuazioni comprese fra 6 e 16 V e di avere incorporato un adattatore universale per contagiri elettronici.

La temperatura praticamente non ha alcuna influenza sul funzionamento poiché essa può oscillare fra —30 °C e + 85 °C, pertanto l'inconveniente da Lei segnalato probabilmente è da attribuire ad altre cause.

La figura 4 si riferisce in particolare allo schema dei collegamenti del C-A 11/12.

Nel punto indicato con la sigla C1 dovranno essere inseriti i contagiri del tipo Veglia-Borletti, Jaeger, V.D.O. cioè del tipo in parallelo mentre nel punto C2 dovranno essere inseriti i contagiri che non funzionano con il collegamento C1.

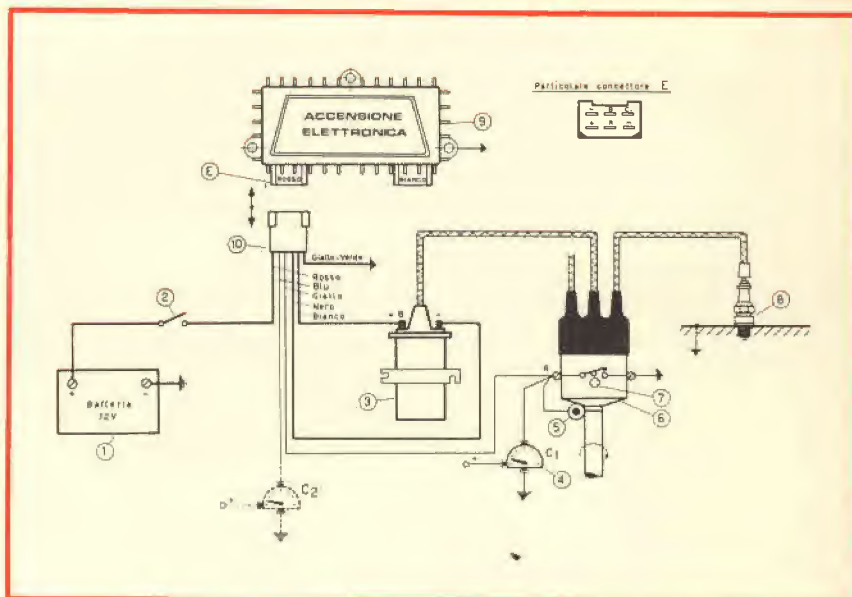


Fig. 4 - Schema dei collegamenti relativi al dispositivo di accensione elettronica Philips C-A 11/12 con indicazione del collegamento da effettuare per i diversi tipi di contagiri elettronici.

Sig. FADDA G. - Cagliari
Generatore di EAT

La figura 5 si riferisce ad un generatore EAT proposto da una rivista francese.

Il principio di funzionamento del dispositivo è il seguente: il condensatore C1 è caricato al valore di cresta dalla tensione di rete mentre il tiristore T1 si sblocca con un ritardo di 90° rispetto al passaggio a zero della sinusoide dopo di che il condensatore C1 si scarica attraverso il primario di TR1.

Il tiristore è stato scelto in modo da funzionare con un trasformatore il cui numero di spire primarie è molto ridotto e pertanto con una resistenza ohmmica molto bassa.

Le caratteristiche dei componenti impiegati sono le seguenti:

C1 = *0,47 μF, tensione di lavoro 400 V, tipo a carta metallizzata.*

TR1 = *circuito magnetico Cofelec E 52 x 30 x 12 B42, oppure corrispondente della Philips o della Siemens. Il circuito primario dovrà essere composto da 9 spire di filo isolato da 6/10 ed il circuito secondario da 720 spire di filo isolato da 1,5/10.*

Siccome la tensione fra spira e spira è di 34 V si raccomanda di limitare il numero di spire di ciascun strato e di ripartire l'avvolgimento in più bobine.

T1 = tiristore BRY54 della Sescosem.

I principali dati caratteristici del circuito sono i seguenti: tensione a vuoto 24.000 V; di/dt nel tiristore 50 A/μs. Corrente di sovraccarico I = 70 A/μs.

Con degli spinterometri da 10 mm, inseriti nel secondario, si dovrà ottenere una durata della scintilla di 1 ms alla frequenza di oscillazione di 12 kHz.

Sig. BARRILE F. - Genova
Indirizzi vari

Pubblichiamo alcuni indirizzi di ditte che ci sono stati richiesti:

A.E.I. - Semiconductors Lincoln Inghilterra. In Italia è rappresentata dalla Sisram.

Librairie Aristide Quillet, 278 Bd Saint - Germain 75007 Paris (Francia) (per richiedere l'Encyclopedie des sciences industrielles).

MURATA MFG Co Ltd - Nagaokacho, Kyoto Giappone.

NIKKO ELECTRIC MFG Ltd, 285, l-chome, Tamagawa-Okusawa-Machi. Setagya-ku Tokyo, Giappone.

MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL Co. Ltd - Kadoma, Osaka Giappone.

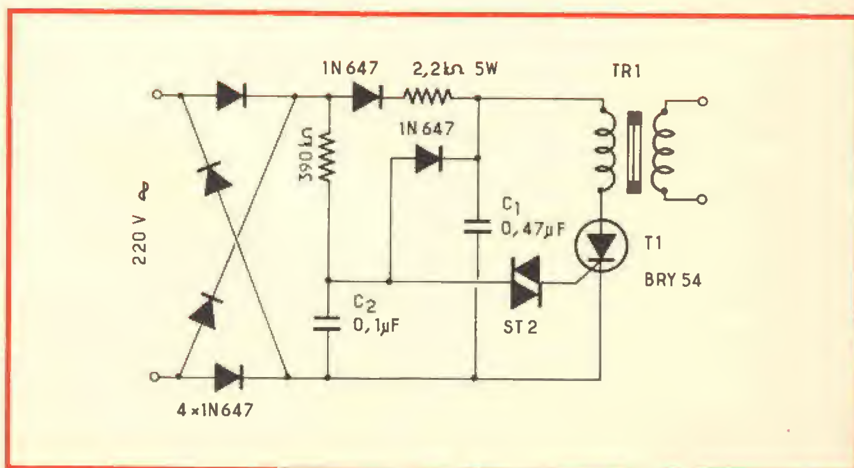


Fig. 5 - Schema elettrico del generatore di altissima tensione (dell'ordine di 24 kV a circuito aperto) con l'impiego di pochi componenti.



Fig. 6 - Ricevitore EDDYSTONE (Marconi Italiana) di tipo professionale per copertura gamma 27 ÷ 240 MHz completamente transistorizzato e con calibratore a cristallo.



Fig. 7 - Ricevitore EDDYSTONE tipo 990S per copertura gamma 230 ÷ 870 MHz impiegato in unione ad un apparecchio panoramico EP17R.

TABELLA 1

Tipo	V_{eff} (V)	I_{FSM} (10^3 A)	W (J)	P (W)	D	E	Passo
VP130A10	130	1	10	0,50	a	c	g
VP130A20		1,25	20	0,85	b	c	g
VP150A10	150	1	10	0,5	a	c	g
VP150A20		1,25	20	0,85	b	c	g
VP250A20	250	1	20	0,60	a	d	g
VP250A40		1,25	40	0,90	b	d	g
VP420B40	420	1,25	40	0,90	b	e	e
VP460B40		1,25	40	0,90	b	e	e
VP480B40	480	1	40	0,70	a	e	e
VP480B80		1,25	80	1	b	e	e
VP510B40	510	1	40	0,70	a	e	h
VP510B80		1,25	80	1	b	e	h
VP1000B80	1000	1	80	0,90	a	f	f
VP1000B160		1,25	160	1,30	b	f	f

Sig. MARCHINI D. - Napoli
Ricevitori UHF e VHF

Con riferimento a quanto pubblicato nel n° 10/1973 in questa stessa rubrica, La informo che la EDDYSTONE (Marconi Italiana) costruisce anche dei ricevitori con caratteristiche professionali, adatti a funzionare nelle gamme VHF e UHF.

Fra i diversi esemplari citiamo il modello 990R che copre la gamma compresa fra 27 MHz e 240 MHz in quattro sotto gamme, e che è adatto per ricezione in CW, FM e AM. Ad esso può essere collegato anche un complesso panoramico. Si tratta di un ricevitore di alta qualità (figura 6), completamente allo stato solido, la cui sensibilità è di 5 μV per 10 dB S/N. La media frequenza ha il valore di 10,7 MHz con una larghezza di banda standard 30 kHz e 200 kHz.

I modelli 990S e 990T permettono invece di ricevere, entrambi, la gamma fra 230 MHz e 870 MHz in due sottogamme, e sono anch'essi del tipo interamente allo stato solido (figura 7).

La media frequenza per il modello 990S è di 36,5 MHz tanto per la AM quanto per la FM mentre è di 36,5 MHz in AM e 33,5 MHz in FM per il modello 990T.

La sensibilità in AM è inferiore ai 5 μV in AM ed inferiore ai 4 μV in FM sempre per 10 dB S/N.

Anche questi due ricevitori possono essere collegati ad un dispositivo per visione panoramica.

Sig. PEDEMONTE - Novara
Varistori serie VP GE-MOV

I varistori GE-MOV sono dei semiconduttori a base di ossido metallico, le cui caratteristiche corrente/tensione possono essere paragonate a quelle di un diodo zener simmetrico.

Essi sono principalmente destinati alla protezione dei circuiti elettronici contro le sovratensioni transistorie e dovute, ad esempio, all'inserimento e alla esclusione di circuiti induttivi o ad altri motivi.

Nella tabella 1 sono riportati: 1°) il valore della tensione efficace (V_{eff}) ammesso per i vari GE-MOV. 2°) la corrente massima di cresta (I_{FSM}) che è riferita a degli impulsi aventi una durata inferiore a 7 μs. 3°) l'energia W che è espressa in joule. 4°) la potenza P espressa in watt. La capacità, a seconda dei tipi, può variare da 350 a 2000 pF. La resistenza termica all'aria libera varia da 24 a 60 °C/W.

Il valore in millimetri del diametro D, dello spessore E e del passo di uscita è indicato in tabella con il seguente codice:

a = *19,3* - b = *26,21* - c = *6,35* - d = *7,62* - e = *19,05* - f = *25,40* - g = *7,92* - h = *20,32.*

I varistori GE-MOV sono costruiti dalla General Electric.

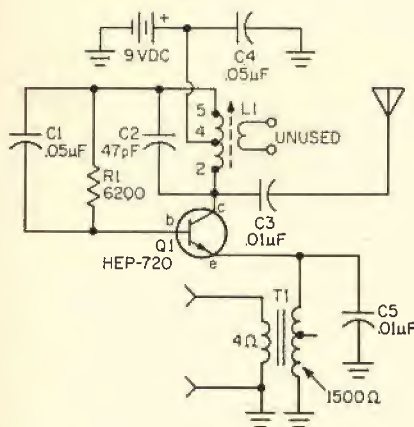


Fig. 8 - Schema di un semplice ripetitore in AM per la ritrasmissione su ricevitori OM delle emissioni di radioamatori e CB.

Sig. COLLI F. - Roma
Rice-trasmettitore locale AM

L'uso di trasmettitori che possono provocare disturbo alle emittenti che lavorano nella gamma delle onde medie è assolutamente proibito, a meno che si tratti di apparecchi la cui portata non ecceda quella dell'ambito familiare.

La figura 8 si riferisce ad un semplicissimo circuito di questo genere e che è stato studiato per l'ascolto delle emissioni di rice-trasmettitori per radioamatori e CB in una delle frequenze della gamma OM o delle onde marine (medio-corte).

Nel circuito originale è stato utilizzato un transistore NPN di bassissima potenza del tipo HEP-720, il quale potrà essere sostituito da un altro similare. La corrente d'ingresso non dovrà superare i 10 mA, e se risulterà superiore si dovrà aumentare il valore del resistore R1.

L'antenna dovrà essere molto corta e comunque la sua lunghezza non dovrà superare i due o tre metri.

Come bobina si dovrà usare una normale oscillatrice del tipo impiegato nei ricevitori a transistori per onde medie. Il secondario, come mostra la figura, non dovrà essere utilizzato. La regolazione della frequenza si eseguirà agendo sul nucleo della bobina L1.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

C1 = C4 = 0,05 µF condensatore a disco 25 V o più. C2 = 30 o 47 pF a seconda della frequenza, del tipo a disco 100 V. C3 = C5 = 0,01 µF condensatore a disco 25 V o più. R1 = 6200 Ω 1/2 W. T1 = trasformatore di uscita 4 ÷ 16 Ω/2500 Ω.

L'uscita del ricevitore, di cui si vuole ritrasmettere i segnali, dovrà essere collegata al primario del trasformatore T1.

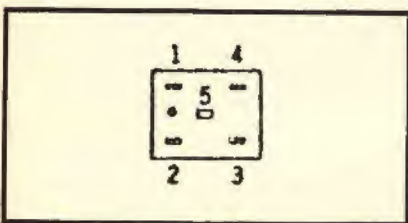


Fig. 9 - Schema delle connessioni relative al filtro ceramico per medie frequenze AM SFD 455 B **1** e **2** shuntate con un condensatore - **3** = ingresso - **4** = uscita - **5** = comune.

Sig. PETRINI P. - Firenze
Filtro ceramico modello SFD 455 B

Il filtro ceramico modello SFD 455 B (codice G.B.C. OO/0272-00) deve essere impiegato nel circuito di media frequenza dei ricevitori a transistori adatti alla ricezione in AM.

La larghezza di banda del filtro in questione è di 4,5 kHz ± 1 kHz a 3 dB e la selettività di 26 dB min. a −10 kHz e di 20 dB min. a + 10 kHz. L'impedenza di ingresso e di uscita è di 3 kΩ. La tensione continua massima di alimentazione non deve superare i 50 V.

La figura 9 si riferisce alle connessioni del filtro e la figura 10 al suo modo di impiego in un ricevitore a transistori.

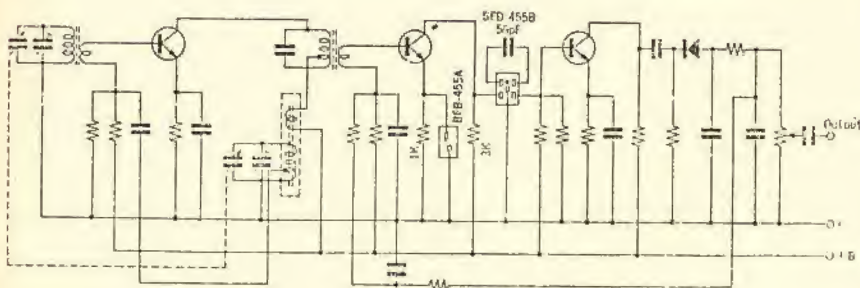


Fig. 10 - Impiego del filtro SFD 455 B di cui alla figura 9 in un ricevitore a transistori per AM.

GLI INDISPENSABILI





Cesoia per lamiere

Realizzata completamente in acciaio. Particolarmente indicata per laboratori Radio TV, carrozzerie, officine, installatori, ecc. Può tagliare lamiere fino a spessori 1,2 e fogli d'acciaio fino a 0,8.

Larghezza taglio: 6
Lunghezza totale: 180

LU/3415-00



Cesoia per lamiere

Realizzata completamente in acciaio. Particolarmente indicata per laboratori Radio TV, carrozzerie, officine, installatori, ecc. Può tagliare lamiere fino a spessori 1,2 e plastica fino a spessori 2.

Larghezza taglio: 2,5
Lunghezza totale: 260

LU/3410-00

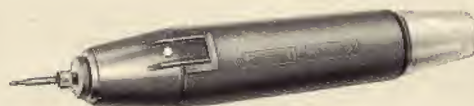
EDMA

Fresatrice

Particolarmente indicata per laboratori elettronici, aeromodellistica, meccanica fine, ecc. Semplice da usare e di minimo ingombro.

Alimentazione: 6 Vc.c. mediante 4 pile a stilo
Impugnatura in materiale plastico antiurto.
Dimensioni max: Ø 38x165
Da impiegare con frese da: LU/3402-00 a LU/3408-00

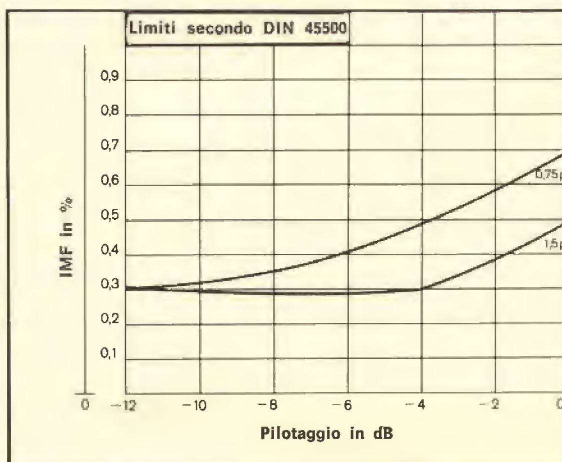
LU/3400-00



Richiedeteli presso tutti i punti di vendita GBC in Italia

quando i tecnici parlano di intermodulazione di frequenza conviene ascoltarli

Recentemente, la nota rivista tedesca *«HI-FI Stereofonie»*, a proposito delle cartucce ELAC, ha pubblicato: «L'intermodulazione di frequenza - IMF - assieme alla facilità d'esplorazione è data per due distinti valori della forza d'appoggio. Essa è determinata con le due frequenze concomitanti 300/3000 Hz e con pieno pilotaggio. Nelle cartucce ELAC la IMF è stata notevolmente migliorata e nel modello STS444-E raggiunge valori molti inferiori all'1%». Inoltre, sulla stessa rivista si legge: «...la caratteristica di risposta, la diafonia e l'analisi delle onde quadre rendono un'idea oltremodo rassicurante sulla qualità dei pick-up ELAC». La prova musicale uditiva dimostra che i pick-up ELAC STS244-17 e STS344-17 dal punto di vista della qualità musicale sono eccellenti.



Distorsioni non lineari — IMF — in funzione del pilotaggio per diverse potenze Disco campione: DIN45542, zona 1 Dall'andamento della curva è rilevabile il valore minimo di intermodulazione di frequenza della cartuccia Elac tipo STS444-E. Esso è di −6 dB (3 cm/s 300 Hz - 0,75 cm/s 3000 Hz) ed anche con la minima forza d'appoggio è dello 0,4%.

Gli orecchi critici ascoltano con ELAC!



I tipi STS444 appartengono, sotto ogni punto di vista, alla classe più elevata. Le prove riportate nelle riviste tecniche confermano che le cartucce ELAC sono fra le migliori del mondo. Non sono però fra le più costose. Desiderate altre informazioni? Rivolgetevi presso tutti i migliori rivenditori.

il sistema Hi-Fi

E' interessante notare che tutti i pick-up Hi-Fi ELAC sono compatibili con i dischi incisi secondo il sistema a matrice quadrifonica (per esempio CBS - SQ).

ELAC



LA PIÙ PICCOLA
CALCOLATRICE
ELETTRONICA
DEL MONDO
SI CHIAMA

BUSICOM

BUSICOM

FATE VERAMENTE LA PROVA... TASCHINO

A CURA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.



le piastre-registratore a cassetta Beocord... quelle senza confronto!

B&O, la famosa casa danese, conosciuta ed apprezzata per gli inimitabili apparecchi ad alta fedeltà, ha ancora una volta creato sensazione annunciando tre piastre - registratore a cassetta di eccezionale qualità: il Beocord 2200 Dolby, il Beocord 1700 ed il Beocord 900. Questi apparecchi hanno riscosso subito il favore della stampa tecnica mondiale per le eccezionali caratteristiche, unite alla tipica, elegantissima linea B&O. Alla loro realizzazione hanno contribuito i tecnici e i designer più famosi. Il risultato consiste nella possibilità, per gli appassionati di alta fedeltà di disporre di apparecchi non confrontabili con altri.

Beocord 2200 Dolby

Cassette C60 - C90 tipo consigliato Low noise o Cr O_2
Sistema Dolby incorporato
Testine in ferrite
2 strumenti indicatori
Arresto automatico a fine nastro
Risposta di frequenza: 30 ÷ 14.500 Hz
Rapporto segnale/disturbo: > 52 dB
Dimensioni: 75 x 500 x 230

Beocord 1700

Cassette: C60 - C90 tipo consigliato Low noise o Cr O_2
Predisposto per sistema Dolby
Testine in ferrite
2 strumenti indicatori
Arresto automatico di fine nastro
Risposta di frequenza 30 ÷ 14.500 Hz
Rapporto segnale/disturbo: > 52 dB
Dimensioni: 75 x 500 x 230

Beocord 900

Cassette: C60 - C90 tipo consigliato Low noise o Cr O_2
Particolarmente adatto ad essere integrato nel Beosystem 901
Testine in super permalloy
2 strumenti indicatori
Risposta di frequenza: 40 ÷ 12.500 Hz
Rapporto segnale/disturbo: > 50 dB
Dimensioni: 85 x 400 x 240

RICHIEDETELI AI RIVENDITORI PIU' QUALIFICATI Distributore esclusivo per l'Italia: **FURMAN S.p.A.** via Ferri, 6 20092 CINISELLO B. (MI)

BEOCORD 1700

BEOCORD 2200 Dolby

BEOCORD 900

NOVOTest ②

NUOVA SERIE

TECNICAMENTE MIGLIORATO
PRESTAZIONI MAGGIORATE
PREZZO INVARIATO

B R E V E T T A T O

Classe 1,5 c.c. 2,5 c.a.
FUSIBILE DI PROTEZIONE
GALVANOMETRO A NUCLEO MAGNETICO
21 PORTATE IN PIU' DEL MOD. TS 140

Mod. TS 141 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 71 PORTATE

VOLT C.C.	15 portate:	100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1000 V
VOLT C.A.	11 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	12 portate:	50 µA - 100 µA - 0.5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mM - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0.1 - Ω x 1 - Ω x 10 Ω x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	11 portate:	1.5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 µF (aliment. rete) da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF da 0 a 5000 µF (aliment. batteria)

Mod. TS 161 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 69 PORTATE

VOLT C.C.	15 portate:	150 mV - 300 mV - 1 V - 1.5 V - 2 V - 3 V - 5 V - 10 V - 30 V - 50 V - 60 V - 100 V - 250 V - 500 V - 1000 V
VOLT C.A.	10 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
AMP. C.C.	13 portate:	25 µA - 50 µA - 100 µA - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0.1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	10 portate:	1,5 V (conden. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 600 V - 500 V - 1000 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 µF (aliment. rete) da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF da 0 a 5000 µF (alim. batteria)

MISURE DI INGOMBRO
mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

scale a 5 colori

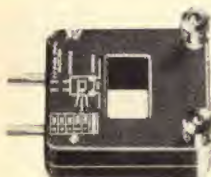


cassinelli & C

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.52.41 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

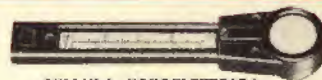
ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



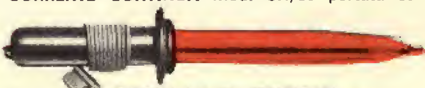
RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



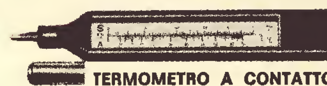
DERIVATORE PER CORRENTE CONTINUA Mod. SH/150 portata 150 A
Mod. SH/30 portata 30 A



CELLULA FOTOELETTRICA
Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX



PUNTALE ALTA TENSIONE
Mod. VC5/N portata 25.000 Vc.c.



TERMOMETRO A CONTATTO
Mod. T1/N campo di misura da — 25° + 250°

DEPOSITI IN ITALIA :

BARI - Biagio Grimaldi
Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto, 18

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi, 58 bis

PADOVA - Luigi Benedetti
C.so V. Emanuele, 103/3
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Tiburtina, trav. 304
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

MOD. TS 141 L. 15.000 franco nostro
MOD. TS 161 L. 17.500 stabilimento

ANALIZZATORE ELETTRONICO
R 127



Analizzatore elettronico universale, con indicatore automatico di polarità, per la misura di tensioni, correnti (continue ed alternate) e di resistenze. Particolarmente adatto per la messa a punto di apparecchiature televisive ed elettroniche in laboratori, in produzione e servizio riparazioni.
TENSIONI CONTINUE: da 0,3 a 1000 V fs con impedenza di ingresso di 11 MΩ. Precisione ± 2%. Con puntale AT il campo di misura può essere esteso fino a 30.000 V f.s.
TENSIONI ALTERNATE: da 0,3 a 1000 V f.s. con impedenza d'ingresso 10 MΩ/30 pF.
Precisione ± 3%.
CORRENTI CONTINUE: da 30 nA a 3 A f.s. - Precisione ± 2%.
CORRENTI ALTERNATE: da 33 nA a 3,3 A f.s. - Precisione ± 3%.
CAMPO DI FREQUENZA: da 10 Hz a 200 kHz entro il ± 5%.
RESISTENZE: fino a 1000 MΩ in 7 portate.
MISURA DI LIVELLO: da — 30 a + 62 dB.

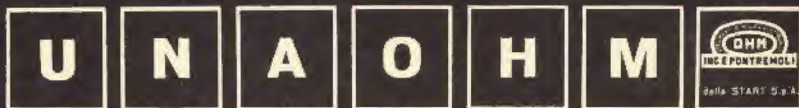
MULTIMETRO DIGITALE
DG 215



Adatto per la misura di tensioni continue ed alternate con indicatore automatico di polarità, correnti continue e resistenze.
Risulta pertanto uno strumento di uso generale che può essere impiegato in tutte le applicazioni dove si richiedano misure rapide, precise e ad alta impedenza.
TENSIONI CONTINUE: da 1 mV a 1000 V. - Precisone ±0,5%. Impiegando il puntale P 150/S è possibile estendere il campo di misura fino a 30 kV. Precisione ± 3%.
TENSIONI ALTERNATE: da 1 mV a 750 V - Precisione ± 0,5%.
IMPEDENZA D'INGRESSO: 10 MΩ/100 pF.
RISPOSTA DI FREQUENZA: entro ± 2% da 20 Hz a 20 kHz.
Corrente continua: da 1 μA a 2 A - Precisione ± 0,5%.
Applicando «shunts» esterni (forniti a richiesta) è possibile estendere il campo di misura.
RESISTENZE: da 1Ω a 1,999 MΩ.
PRECISIONE: ± 0,5%.
INDICATORI NUMERICI: 3 più un indicatore di fuori portata.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (Milano) - Telefono: 91.50.424/425/426



+ 60% con la pila ORO

La nuova pila **ORO**
della **HELLESENS** consente una resa + 60 % nei registratori + 50 % nelle radio, paragonata alle migliori pile a lunga durata presenti su mercato.



By Appointement to the Royal Danish Court